

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第3810769号
(P3810769)

(45) 発行日 平成18年8月16日(2006.8.16)

(24) 登録日 平成18年6月2日(2006.6.2)

(51) Int.C1.

F 1

GO 1 R 33/02 (2006.01)
GO 1 C 17/32 (2006.01)GO 1 R 33/02
GO 1 R 33/02
GO 1 C 17/32

L

D

請求項の数 107 (全 45 頁)

(21) 出願番号 特願2003-546116 (P2003-546116)
 (86) (22) 出願日 平成14年11月15日 (2002.11.15)
 (65) 公表番号 特表2005-509889 (P2005-509889A)
 (43) 公表日 平成17年4月14日 (2005.4.14)
 (86) 國際出願番号 PCT/US2002/036786
 (87) 國際公開番号 WO2003/044540
 (87) 國際公開日 平成15年5月30日 (2003.5.30)
 審査請求日 平成17年3月17日 (2005.3.17)
 (31) 優先権主張番号 09/989,559
 (32) 優先日 平成13年11月20日 (2001.11.20)
 (33) 優先権主張国 米国(US)

早期審査対象出願

(73) 特許権者 500115826
 ジェンテックス コーポレイション
 アメリカ合衆国 ミシガン州 49464
 ジーランド ノース センテニアル ス
 トリート 600
 (74) 代理人 100082005
 弁理士 熊倉 賢男
 (74) 代理人 100067013
 弁理士 大塚 文昭
 (74) 代理人 100074228
 弁理士 今城 俊夫
 (74) 代理人 100086771
 弁理士 西島 孝喜

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】動的に調整可能なバイアス設定を有する磁力計及びこれを組み込んだ電子式車両用コンパス

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

磁界を検出し、該検出された磁界に応答して変化する信号特性を有する出力信号を生成する共振センサ素子と、

前記共振センサ素子からの前記出力信号を受け取るように結合され、前記共振センサ素子によって検出される磁界成分を求めるプロセッサと、

を備え、

前記共振センサ素子内の共振サイクル中の磁界レベルのピーク対ピークの偏位が、測定される磁界の全範囲よりも小さいことを特徴とする磁力計。

【請求項2】

前記共振センサ素子内の共振サイクル中の磁界レベルのピーク対ピークの偏位が、測定されることになる磁界の全範囲の1/2よりも小さいことを特徴とする請求項1に記載の磁力計。

【請求項3】

前記プロセッサによって適用されたバイアス設定に応答して前記共振センサ素子を動的にバイアスするバイアス回路を更に含み、前記プロセッサが前記共振センサ素子によって検出される磁界成分を前記共振センサ素子に適用される前記バイアス設定の関数として求めることを特徴とする請求項1から2の何れか1つに記載の磁力計。

【請求項4】

前記プロセッサが、前記バイアス設定を生成するよう動作可能であり、これにより前記

共振センサ素子を動的にバイアスするよう前記バイアス回路を制御して、前記出力信号の信号特性が比較的小さな目標範囲のレベル内に維持されるようにすることを特徴とする請求項3に記載の磁力計。

【請求項5】

前記共振センサ素子が、コア材料と前記コア材料の回りに巻かれた巻線とを含み、前記共振センサ素子のインダクタンスが前記検出された磁界に応答して変化することを特徴とする請求項4に記載の磁力計。

【請求項6】

前記共振センサ素子が、
前記磁界に応答して変化するセンサ特性を有する検出素子と、
駆動信号を受け取る入力を有する増幅器と、
を備え、
10

前記検出素子が前記増幅器の帰還ループ内に結合され、前記増幅器が前記センサ特性の変化に応答して少なくとも部分的に変化する信号特性を有する出力信号を生成することを特徴とする請求項3から5の何れか1つに記載の磁力計。

【請求項7】

前記センサ特性が、前記検出素子のインダクタンスであることを特徴とする請求項6に記載の磁力計。

【請求項8】

前記検出素子が、インダクタと、該インダクタと並列に結合されたキャパシタとを含むことを特徴とする請求項6から7の何れか1つに記載の磁力計。
20

【請求項9】

駆動信号を生成する駆動回路を更に備え、前記プロセッサが、前記増幅器の入力に加えられた前記駆動信号を変化させるように前記駆動回路を制御することを特徴とする請求項6から8の何れか1つに記載の磁力計。

【請求項10】

駆動信号を生成する駆動回路を更に備え、前記プロセッサが、前記出力信号の信号特性を前記目標範囲内に維持するように前記駆動信号のバイアス電流を変化させ、且つ前記プロセッサが、前記駆動回路のバイアス信号に基づく磁界強度を求めるることを特徴とする請求項4に記載の磁力計。
30

【請求項11】

前記信号特性が、前記出力信号の位相であることを特徴とする請求項10に記載の磁力計。

【請求項12】

前記信号特性が、前記出力信号の周波数であることを特徴とする請求項11に記載の磁力計。

【請求項13】

前記共振センサ素子が、前記検出された磁界の強度の関数として変化するインダクタンスを有することを特徴とする請求項12に記載の磁力計。

【請求項14】

前記プロセッサが、前記共振センサ素子によって検出された磁界成分を前記共振センサ素子に適用されたバイアス設定と前記目標範囲の出力信号のレベルとの両方の関数として求めて、読み出し値の解像度を向上させることを特徴とする請求項4、5、7から13の何れか1つに記載の磁力計。
40

【請求項15】

前記バイアス設定が、センサ応答の2つの目標範囲の各々において測定される磁界をほぼバランスさせるよう機能することを特徴とする請求項14に記載の磁力計。

【請求項16】

前記バイアス設定が、前記共振センサ素子の出力信号を、目標応答値を達成することができる2つの異なる範囲のうちの一方の目標範囲内にするように選択されることを特徴と
50

する請求項 15 に記載の磁力計。

【請求項 17】

前記バイアス設定が、前記共振センサ素子の出力信号を、目標応答値を達成することができる 2 つの異なる範囲のうちの他方に対応する第 2 の目標範囲内にするように引き続いで選択されることを特徴とする請求項 16 に記載の磁力計。

【請求項 18】

前記プロセッサが、前記出力信号応答を測定して、現在のバイアス設定と前記出力信号応答とに基づく目標応答値を得るのに必要とされるバイアスを決定することを特徴とする請求項 17 に記載の磁力計。

【請求項 19】

前記プロセッサが、前記共振センサ素子によって検出された磁界成分を少なくとも 1 つの目標応答値を達成することができる 2 つのバイアス設定の関数として求めることを特徴とする請求項 18 に記載の磁力計。

【請求項 20】

前記共振センサ素子に適用されることになる前記バイアスをフィルタ処理するために、前記バイアス回路の出力に結合された複数極のフィルタを更に備えることを特徴とする請求項 19 に記載の磁力計。

【請求項 21】

前記フィルタが、バイアス決定抵抗にも電流を供給する单一の増幅器を使用するように構成されることを特徴とする請求項 20 に記載の磁力計。

10

【請求項 22】

前記フィルタが、バターワース (Butterworth) 互換性フィルタよりも大きい減衰係数を有することを特徴とする請求項 20 に記載の磁力計。

【請求項 23】

前記共振センサ素子と前記プロセッサとの間に結合された位相弁別回路を更に備えることを特徴とする請求項 22 に記載の磁力計。

【請求項 24】

前記位相弁別フィルタの入力に結合された複数極のフィルタを更に備えることを特徴とする請求項 23 に記載の磁力計。

20

【請求項 25】

励振信号を供給するために前記共振センサ素子に結合された励振回路を更に備えることを特徴とする請求項 24 に記載の磁力計。

30

【請求項 26】

前記励振回路が、前記励振信号の振幅を制限して前記励振信号に対する前記共振センサ素子の応答の有意な飽和を回避することを特徴とする請求項 25 に記載の磁力計。

【請求項 27】

前記共振センサ素子に適用する前に前記励振信号をフィルタ処理するフィルタを更に備え、前記フィルタが前記励振信号をほぼ正弦波にすることを特徴とする請求項 25 及び 26 の何れか 1 つに記載の磁力計。

【請求項 28】

40

前記フィルタが複数極フィルタであることを特徴とする請求項 27 に記載の磁力計。

【請求項 29】

前記共振センサ素子を駆動するための増幅器を更に備え、前記増幅器の出力が前記励振回路の入力に結合されることを特徴とする請求項 25 から 28 の何れか 1 つに記載の磁力計。

【請求項 30】

前記プロセッサが、前記励振信号の位相に対する前記共振センサ素子の出力信号の位相シフトを測定することによって、前記共振センサ素子によって検出された前記磁界成分を求めることを特徴とする請求項 25 から 29 に記載の磁力計。

【請求項 31】

50

前記励振信号の周波数が、前記共振センサ素子の動作のための公称中心点における前記共振センサ素子の共振周波数にほぼ等しいことを特徴とする請求項 25 から 30 の何れか 1 つに記載の磁力計。

【請求項 32】

前記プロセッサが、前記共振センサ素子の出力信号の周波数を測定することによって、前記共振センサ素子によって検出された前記磁界成分を求ることを特徴とする請求項 25 から 29 の何れか 1 つに記載の磁力計。

【請求項 33】

前記励振信号が公称上前記共振センサ素子の出力信号と同位相であることを特徴とする請求項 32 に記載の磁力計。 10

【請求項 34】

前記励振信号が前記共振センサ素子の出力信号に対して公称上一定の位相を有することを特徴とする請求項 32 に記載の磁力計。

【請求項 35】

増幅器を更に備え、前記励振信号と前記バイアス回路から供給されたバイアス信号とが、前記増幅器によって線形的に加算された後、前記共振センサ素子に適用されることを特徴とする請求項 34 に記載の磁力計。

【請求項 36】

増幅器を更に備え、前記バイアス回路が DC バイアス電流を供給することによって前記共振センサ素子をバイアスし、前記増幅器が、前記 DC バイアス電流と前記励振信号の両方を駆動することを特徴とする請求項 34 に記載の磁力計。 20

【請求項 37】

前記共振センサ素子が、コアと該コアの回りに巻かれたコイルとを有する検出素子を含み、前記バイアス回路が DC バイアス電流を供給することによって前記共振センサ素子をバイアスし、前記 DC バイアス電流と前記励振信号の両方が前記コイルに供給されることを特徴とする請求項 36 に記載の磁力計。

【請求項 38】

前記プロセッサが、前記共振センサ素子を動的にバイアスするように前記バイアス回路を制御して、前記出力信号の信号特性が 2 つの目標範囲の 1 つに維持されることを特徴とする請求項 37 に記載の磁力計。 30

【請求項 39】

前記プロセッサは、前記出力信号の信号特性が 2 つの目標範囲の何れにおいて含まれるかをバイアス設定対出力信号特性グラフの勾配の符号に基づいて決定することを特徴とする請求項 38 に記載の磁力計。

【請求項 40】

前記バイアス回路によって前記共振センサ素子をバイアスすることができる全範囲が、前記 2 つの目標範囲の両方に含まれる出力信号特性を有するように前記共振センサ素子をバイアスするのに必要とされる範囲に加えて、測定されることになる外部磁界強度を検出するために必要とされる範囲の両方にほぼわたることを特徴とする請求項 38 に記載の磁力計。 40

【請求項 41】

前記バイアス回路が、前記共振センサ素子に対してバイアス電流を設定するためのパルス幅変調ディジタル - アナログコンバータを含み、前記ディジタル - アナログコンバータが、実質的に増分解像度より高い精度を有することを特徴とする請求項 40 に記載の磁力計。

【請求項 42】

前記プロセッサが、前記共振センサ素子からの測定値をフィルタ処理して、AC 電源ラインを通って流れる電流によって生成される周期的に変化する磁界を除外することを特徴とする請求項 1 から 40 の何れか 1 つに記載の磁力計。

【請求項 43】

10

20

30

40

50

前記プロセッサが、前記共振センサ素子からの前回の読み出し値に基づくバイアス設定信号を前記共振センサ素子からの測定値として使用することを特徴とする請求項 3 から 42 の何れか 1 つに記載の磁力計。

【請求項 4 4】

前記プロセッサが、目標応答を決定することができる前記バイアス設定信号を見つけるために検索シーケンスを開始することを特徴とする請求項 4 3 に記載の磁力計。

【請求項 4 5】

前記共振センサ素子が磁界の第 1 の成分を検出するための第 1 の共振センサ素子を構成し、前記磁力計が更に前記磁界の第 2 の成分を検出するための第 2 の共振センサ素子を備え、前記両共振センサ素子の各々が、検出された磁界の成分と加えられたバイアス電流と 10 に応答して変化する周波数を有する出力信号を生成し、前記磁力計には、前記第 1 及び第 2 の共振センサ素子を動的にバイアスするようなバイアス電流を生成するバイアス回路が設けられ、前記プロセッサが、前記共振センサ素子から前記出力信号を受け取るように結合され、且つ前記バイアス回路に結合され、前記プロセッサが、前記第 1 及び第 2 共振センサ素子に加えられた前記バイアス電流を動的に変化させるように前記バイアス回路を動作可能に制御して、前記出力信号の周波数が 1 つ又はそれ以上の目標周波数範囲内に維持されるようになり、前記プロセッサが前記第 1 及び第 2 共振センサ素子によって検出された磁界成分を前記第 1 及び第 2 共振センサ素子に加えられた前記バイアス電流の関数として求めることを特徴とする請求項 1 に記載の磁力計。

【請求項 4 6】

前記第 1 及び第 2 の共振センサ素子が、前記検出された磁界の強度の関数として変化するインダクタンスを有することを特徴とする請求項 4 5 に記載の磁力計。

【請求項 4 7】

前記第 1 及び第 2 の共振センサ素子がそれぞれ、前記磁界に応答して変化するセンサ特性を有する検出素子を備え、前記共振センサ素子が更に、駆動信号を受け取るための入力を有する増幅器を含み、前記検出素子が、前記増幅器の帰還ループ内に選択的に結合されており、前記増幅器が前記出力信号を生成し、該出力信号の信号特性が、前記選択された検出素子のセンサ特性の変動に応答して少なくとも部分的に変化することを特徴とする請求項 4 5 に記載の磁力計。

【請求項 4 8】

前記センサ特性が、前記検出素子のインダクタンスであることを特徴とする請求項 4 7 に記載の磁力計。

【請求項 4 9】

前記検出素子の各々が、インダクタと、該インダクタと並列に結合されたキャパシタとを含むことを特徴とする請求項 4 7 に記載の磁力計。

【請求項 5 0】

前記駆動信号を生成するための駆動回路を更に備え、前記プロセッサが、前記増幅器入力に加えられた前記駆動信号を変化させるように前記駆動回路を制御することを特徴とする請求項 4 7 に記載の磁力計。

【請求項 5 1】

前記プロセッサが、前記出力信号の信号特性を目標範囲内に維持するように前記駆動信号のバイアス電流を変化させ、且つ前記プロセッサが、前記駆動信号のバイアス信号に基づく磁界強度を求める特徴とする請求項 5 0 に記載の磁力計。

【請求項 5 2】

前記信号特性が前記出力信号の位相であることを特徴とする請求項 4 7 に記載の磁力計。

【請求項 5 3】

前記信号特性が前記出力信号の周波数であることを特徴とする請求項 4 7 に記載の磁力計。

【請求項 5 4】

10

20

30

40

50

前記プロセッサが、前記バイアス回路によって生成されたバイアス電流の極性を交互に反転させることを特徴とする請求項 4 5 に記載の磁力計。

【請求項 5 5】

前記共振センサ素子が磁界の第 1 の成分を検出するための第 1 の磁界センサである請求項 1 の磁力計を備えた、車両用電子コンパスであって、

前記第 1 の成分に直交する前記磁界の第 2 の成分を検出するための第 2 の磁界センサを更に備え、前記第 1 及び第 2 の磁界センサの各々は検出された磁界成分と加えられたバイアス電流との両方に応答して変化する特性を有する出力信号を生成し、前記コンパスには前記第 1 及び第 2 の磁界センサを動的にバイアスするようにバイアス電流を生成するバイアス回路が設けられ、前記プロセッサが前記第 1 及び第 2 の磁界センサからの出力信号を受け取るように結合され且つ前記バイアス回路に結合されており、前記プロセッサが前記第 1 及び第 2 の磁界センサに加えられた前記バイアス電流を動的に変化させるように前記バイアス回路を動作可能に制御して、前記出力信号の特性が 1 つ又はそれ以上の目標範囲内に維持されるようになり、前記プロセッサが、車両の進行方向を前記第 1 及び第 2 の磁界センサに加えられた前記バイアス電流の関数として計算し、前記電子コンパスが更に前記車両の進行方向を指示するために前記プロセッサに結合された進行方向指示装置を備えることを特徴とする車両用電子コンパス。 10

【請求項 5 6】

前記プロセッサが、前記バイアス回路によって生成された前記バイアス電流の極性を交互に反転させることを特徴とする請求項 5 5 に記載の電子コンパス。 20

【請求項 5 7】

前記特性が前記出力信号の周波数であることを特徴とする請求項 5 5 に記載の電子コンパス。

【請求項 5 8】

前記プロセッサが、前記第 1 及び第 2 の磁界センサによって検出された前記磁界成分を前記第 1 及び第 2 の磁界センサに適用されたバイアス設定と前記目標範囲の出力信号のレベルとの両方の関数として求めて、読み出し値の解像度を向上させることを特徴とする請求項 5 5 に記載の電子コンパス。 30

【請求項 5 9】

前記信号特性が、前記出力信号の位相であることを特徴とする請求項 5 5 に記載の電子コンパス。 30

【請求項 6 0】

予め求められた周波数を有する基準信号を生成するための信号発生器と、
予め求められた周波数の前記基準信号と組み合わされた前記バイアス回路によって確立された D C バイアス電流レベルを有する駆動信号を生成するために、前記信号発生器及び前記バイアス回路に結合された駆動回路と、
を更に備え、

前記駆動信号が前記第 1 及び第 2 の磁界センサの選択された 1 つに加えられ、
前記プロセッサは、前記出力信号の位相を前記基準信号の位相と比較して、位相オフセットが前記目標範囲にあるかどうかを判定することを特徴とする請求項 5 9 に記載の電子コンパス。 40

【請求項 6 1】

前記進行方向指示装置が表示装置であることを特徴とする請求項 5 5 に記載の電子コンパス。

【請求項 6 2】

前記第 1 及び第 2 の磁界センサの各々が誘導検出素子を含み、該検出素子が前記出力信号を出力する増幅器に結合されていることを特徴とする請求項 5 5 に記載の電子コンパス。

【請求項 6 3】

各検出素子が、前記増幅器の個別の帰還ループに結合されていることを特徴とする請求 50

項 6 2 に記載の電子コンパス。

【請求項 6 4】

各検出素子が、インダクタと、該インダクタと並列に結合されたキャパシタとを含むことを特徴とする請求項 6 2 に記載の電子コンパス。

【請求項 6 5】

各検出素子が、前記増幅器の個別の帰還ループに結合されることを特徴とする請求項 6 4 に記載の電子コンパス。

【請求項 6 6】

前記処理回路に結合されたセンサ選択回路と、第 1 及び第 2 のスイッチとを更に含み、前記第 1 のスイッチが、前記第 1 の磁界センサの検出素子を前記増幅器に対して選択的に結合と減結合とを行うために前記第 1 の磁界センサの検出素子と直列に結合されており、前記第 2 のスイッチが、前記第 2 の磁界センサの検出素子を前記増幅器に対して選択的に結合と減結合とを行うために前記第 2 の磁界センサの検出素子と直列に結合されていることを特徴とする請求項 6 5 に記載の電子コンパス。 10

【請求項 6 7】

前記共振センサ素子が、磁界レベルの第 2 の範囲全体にわたって変化する前記検出された磁界成分に応答して磁界レベルの第 1 の範囲全体にわたり実質的に線形に変化する特性を有する出力信号を生成する請求項 1 の磁力計であって、該磁力計が更に、任意の外部の磁界と加算されて前記共振センサ素子によって合成磁界が検出されるようにする磁界を生成するための磁界生成機構を備え、該生成された強度が選択的に変化し、前記プロセッサは、前記磁界生成機構に結合され且つ前記生成された磁界の磁界強度を選択するように前記磁界生成機構を動作可能に制御して、これにより前記第 2 の範囲を前記第 1 の範囲内に動的にシフト及び / 又は維持することを特徴とする磁力計。 20

【請求項 6 8】

請求項 5 5 に記載の磁力計を備える車両用電子コンパスであって、該電子コンパスが更に、

他の共振センサ素子によって検出される第 1 の成分に直交する磁界の第 2 の成分を検出するための第 2 の共振センサ素子と、

車両の進行方向を前記磁力計によって求められた磁界成分の関数として計算するための処理回路と、 30

前記車両の進行方向を示すために前記処理回路に結合された進行方向指示装置と、を備える電子コンパス。

【請求項 6 9】

請求項 5 5 に記載の磁力計を備える磁力計であって、前記共振センサ素子が磁界に応答して変化するセンサ特性を有する第 1 の検出素子を含み、前記磁力計が更に駆動信号を受け取るための入力を有する増幅器を備え、前記第 1 の検出素子が前記増幅器の第 1 の帰還ループ内に結合されており、前記増幅器が前記センサ特性の変化に応答して少なくとも部分的に変化する信号特性を有する出力信号を有し、前記第 1 の検出素子と前記増幅器とが実質的に電流源であるモードで駆動される共振素子と共に形成することを特徴とする磁力計。 40

【請求項 7 0】

前記プロセッサが前記出力信号を受け取るための前記増幅器に結合されていることを特徴とする請求項 6 9 に記載の磁力計。

【請求項 7 1】

前記駆動信号を生成するための駆動回路を更に備え、前記プロセッサが前記増幅器入力に加えられた駆動信号を変化させるように前記駆動回路を制御することを特徴とする請求項 7 0 に記載の磁力計。

【請求項 7 2】

前記プロセッサが前記出力信号の信号特性を一定レベルに維持するように前記駆動信号を変化させ、前記プロセッサが前記駆動信号のバイアス電流に基づいて前記磁界強度を求 50

めることを特徴とする請求項 7 1 に記載の磁力計。

【請求項 7 3】

前記信号特性が前記出力信号の位相であることを特徴とする請求項 6 9 に記載の磁力計。
。

【請求項 7 4】

前記信号特性が前記出力信号の周波数であることを特徴とする請求項 6 9 に記載の磁力計。
。

【請求項 7 5】

前記センサ特性が前記検出素子のインダクタンスであることを特徴とする請求項 6 9 に記載の磁力計。
10

【請求項 7 6】

磁界に応答して変化するセンサ特性を有し、前記増幅器の第 2 の帰還ループ内に結合された第 2 の検出素子と、

前記増幅器の第 1 の帰還ループ内に前記第 1 の検出素子と直列に結合された第 1 のアナログスイッチと、前記増幅器の第 2 の帰還ループ内に前記第 2 の検出素子と直列に結合された第 2 のアナログスイッチとを含む検出素子選択回路と、
を更に備え、

前記選択回路は前記増幅器の帰還ループ内で前記第 1 及び第 2 の検出素子の一方と選択的に結合され、この間他方の検出素子は前記増幅器から減結合されており、前記増幅器が前記選択された検出素子のセンサ特性の変化に応答して少なくとも部分的に変化する信号
特性を有する出力信号を生成することを特徴とする請求項 6 9 に記載の磁力計。
20

【請求項 7 7】

前記第 1 の検出素子がインダクタと該インダクタと平行に結合されたキャパシタとを含むことを特徴とする請求項 6 9 に記載の磁力計。

【請求項 7 8】

前記共振センサ素子が磁界に応答して変化するセンサ特性を有する第 1 の検出素子と、
磁界に応答して変化するセンサ特性を有する第 2 の検出素子とを含み、前記磁力計が更に
、

前記第 1 の検出素子を選択するために設けられた単一の第 1 のアナログスイッチと、
前記第 2 の検出素子を選択するために設けられた単一の第 2 のアナログスイッチと、
前記第 1 及び第 2 の検出素子の選択された一方から出力信号を受け取るように結合され
、且つ前記第 1 及び第 2 の検出素子のうちの 1 つを選択するよう前記第 1 及び第 2 のアナ
ログスイッチに結合されたプロセッサと、
を備えることを特徴とする請求項 1 に記載の磁力計。
30

【請求項 7 9】

前記第 1 のアナログスイッチが前記第 1 の検出素子と直列に結合されており、前記第 2
のアナログスイッチが前記第 2 の検出素子と直列に結合されていることを特徴とする請求
項 7 8 に記載の磁力計。

【請求項 8 0】

前記第 1 及び第 2 のアナログスイッチは、前記検出素子に供給されることになる信号が
実質的に電流源モードにある回路経路において結合されることを特徴とする請求項 7 8 に
記載の磁力計。
40

【請求項 8 1】

一方が前記共振センサ素子に結合された、各々が入力を有する第 1 及び第 2 の高ゲイン
増幅器を更に備え、前記バイアス回路が前記第 1 及び第 2 の高ゲイン増幅器の入力間に結
合されていることを特徴とする請求項 5 4 に記載の磁力計。

【請求項 8 2】

前記バイアス回路が前記共振センサ素子を 2 つ又はそれ以上のバイアスレベルで調整可
能にバイアスし、前記共振センサ素子内の共振サイクル中の前記磁界レベルのピーク対ピ
ークの偏位が、前記バイアス回路の調整の全範囲を超える調整に起因する前記磁界レベル
50

偏位の一部分であることを特徴とする請求項 5 4 に記載の磁力計。

【請求項 8 3】

前記共振センサ素子内の共振サイクル中の磁界レベルのピーク対ピークの偏位が、前記バイアス回路の調整の全範囲を超える調整に起因する前記磁界レベル偏位の範囲の1/2よりも小さいことを特徴とすることを特徴とする請求項8-2に記載の磁力計。

【請求項 8 4】

前記共振センサ素子内の共振サイクル中の磁界レベルのピーク対ピークの偏位が、前記バイアス回路の調整の全範囲を超える調整に起因する前記磁界レベル偏位の範囲の1/4よりも小さいことを特徴とすることを特徴とする請求項8-2に記載の磁力計。

【請求項 8 5】

前記励振回路が、前記共振センサ素子の出力信号と前記共振センサを駆動する励振信号との間の安定した位相関係を維持することを特徴とする請求項 25 から 29 の何れか 1 つに記載の磁力計。

【請求項 8 6】

前記プロセッサは、前記共振センサ素子からの前記出力信号の周波数を前記出力信号の所定のサイクル数の期間を計時することにより計測することを特徴とする請求項32に記載の磁力計。

【請求項 8 7】

前記共振センサ素子は巻線を有する誘導性磁界センサ素子であり、且つ供給される実質的に全てのDC電流が前記巻線を通って流れるように構成されていることを特徴とする請求項45、54、67、及び69から86の何れか1つに記載の磁力計。

【請求項 8 8】

前記共振センサ素子の出力信号が高ゲイン増幅器に供給されることを特徴とする請求4
5、54、67、及び69から87の何れか1つに記載の磁力計。

【請求項 8 9】

前記共振センサ素子の出力信号が比較器に供給されることを特徴とする請求項4、5、4、6、7、及び6、9から8、7の何れか1つに記載の磁力計。

【請求項 9 0】

前記バイアス回路が前記共振センサ素子を2つ又はそれ以上のバイアスレベルで調整可能にバイアスし、前記プロセッサが、前記共振センサ素子によって検出された前記磁界成分を前記共振センサ素子からの出力信号の信号特性の関数及び前記出力信号のバイアスレベルの傾斜の関数として求めることを特徴とする請求項45、54及び69から89の何れか1つに記載の磁力計。

【請求項 9 1】

前記バイアス回路が前記共振センサ素子を少なくとも第1のバイアスレベルと第2のバイアスレベルとに調整可能にバイアスし、前記プロセッサが、前記共振センサ素子によって検出された前記磁界成分を前記第1及び第2のバイアスレベルにおける出力信号の平均値の関数として求めることを特徴とする請求項45、54及び69から90の何れか1つに記載の磁力計。

【請求項 9 2】

前記共振センサ素子が磁界に応答して変化するセンサ特性を有する第1の検出素子と磁界に応答して変化するセンサ特性を有する第2の検出素子とを含み、前記バイアス回路が前記第1の検出素子を少なくとも第1のバイアスレベルと第2のバイアスレベルとに調整可能にバイアスし、前記第2の検出素子を少なくとも第3のバイアスレベルと第4のバイアスレベルとに調整可能にバイアスし、前記プロセッサが前記検出素子からの前記出力信号を受け取るよう前記第1及び第2の検出素子に結合されており、前記プロセッサが前記検出素子によって検出された前記磁界成分を、順次的に、前記第1の検出素子の出力信号を前記第1のバイアスレベルでサンプリングし、前記第2の検出素子の出力信号を前記第3のバイアスレベルでサンプリングし、前記第2の検出素子の出力信号を前記第4のバイアスレベルでサンプリングし、前記第1の検出素子の出力信号を前記第2のバイアスレベル

ルでサンプリングし、前記第1の検出素子の前記磁界成分を前記第1及び第2のバイアスレベルで取得されたサンプルの関数として求め、前記第2の検出素子の前記磁界成分を前記第3及び第4のバイアスレベルで取得されたサンプルの関数として求めることにより計測することを特徴とする請求項45、54及び69から91の何れか1つに記載の磁力計。

【請求項93】

磁界に応答して変化するセンサ特性を有する第3の検出素子を更に備え、前記バイアス回路が前記第3の検出素子を少なくとも第5のバイアスレベルと第6のバイアスレベルとに調整可能にバイアスし、前記プロセッサが前記第3の検出素子からの出力信号を受け取るように更に結合されており、前記プロセッサが前記検出素子によって検出された前記磁界成分を、順次的に、前記第1の検出素子の出力信号を前記第1のバイアスレベルでサンプリングし、前記第2の検出素子の出力信号を前記第3のバイアスレベルでサンプリングし、前記第3の検出素子の出力信号を前記第5のバイアスレベルでサンプリングし、前記第3の検出素子の出力信号を前記第6のバイアスレベルでサンプリングし、前記第2の検出素子の出力信号を前記第2のバイアスレベルでサンプリングし、前記第1の検出素子の磁界成分を前記第1及び第2のバイアスレベルで取得されたサンプルの関数として求め、前記第2の検出素子の磁界成分を前記第3及び第4のバイアスレベルで取得されたサンプルの関数として求め、前記第3の検出素子の磁界成分を前記第5及び第6のバイアスレベルで取得されたサンプルの関数として求めることにより計測することを特徴とする請求項92に記載の磁力計。 10

【請求項94】

前記共振センサ素子が磁界に応答して変化するセンサ特性を有する第1の検出素子と磁界に応答して変化するセンサ特性を有する第2の検出素子とを含み、

前記磁力計が更に前記第1又は第2の検出素子を選択するよう設けられた少なくとも1つのアナログスイッチを備え、該少なくとも1つのアナログスイッチが抵抗を有しており、前記バイアス回路が前記検出素子のうちの選択された1つにバイアス電流を供給し、前記プロセッサが前記第1及び第2の検出素子のうちの選択された1つからの出力信号を受け取るよう結合され且つ前記第1及び第2の検出素子のうちの1つを選択するために前記少なくとも1つのアナログスイッチに結合されており、前記バイアス回路が、動作範囲にわたり前記少なくとも1つのアナログスイッチの抵抗とは実質的に無関係であるバイアス電流を供給するよう構成されていることを特徴とする請求項45、54及び69から91の何れか1つに記載の磁力計。 30

【請求項95】

前記共振センサ素子が磁界に応答して変化するセンサ特性を有する第1の検出素子と磁界に応答して変化するセンサ特性を有する第2の検出素子とを含み、

前記磁力計が更に前記第1又は第2の検出素子を選択するよう設けられた少なくとも1つのアナログスイッチを備え、前記バイアス回路が前記検出素子を少なくとも第1のバイアスレベルと第2のバイアスレベルとに調整可能にバイアスし、前記プロセッサが前記第1及び第2の検出素子のうちの選択された1つからの出力信号を受け取るよう結合され且つ前記第1及び第2の検出素子のうちの1つを選択するために前記少なくとも1つのアナログスイッチに結合されており、前記バイアス回路が前記第1のバイアスレベルで前記検出素子の1つをバイアスし、続いて該同じ検出素子をどのアナログスイッチも状態変化することなく前記第2のバイアスレベルでバイアスすることを特徴とする請求項45、54及び69から91の何れか1つに記載の磁力計。 40

【請求項96】

前記バイアス回路がデジタル-アナログコンバータを含み、前記プロセッサが前記共振センサ素子からの出力信号を受け取るよう結合された読み出し装置を含み、前記処理回路が前記共振センサ素子によって検出された前記磁界成分を前記共振センサ素子からの出力信号の少なくとも1つの読み出し値を取得することにより計測することを特徴とする請 50

求項 4 5、5 4 及び 6 9 から 9 5 の何れか 1 つに記載の磁力計。

【請求項 9 7】

前記デジタル - アナログコンバータが、前記共振センサ素子のバイアス電流を設定するためのパルス幅変調デジタル - アナログコンバータであり、前記デジタル - アナログコンバータが、増分解像度より実質的に高い精度を有することを特徴とする請求項 9 6 に記載の磁力計。

【請求項 9 8】

A C 成分を有する励振信号を供給するために前記共振センサ素子に結合された励振回路と、

前記励振信号を前記共振回路に加える前にフィルタ処理してほぼ正弦波にするためのフィルタと、10

を更に備えることを特徴とする請求項 4 5、5 4 及び 6 9 から 9 7 の何れか 1 つに記載の磁力計。

【請求項 9 9】

前記フィルタが複数極フィルタであることを特徴とする請求項 9 8 に記載の磁力計。

【請求項 1 0 0】

前記励振回路が、前記励振信号の振幅を制限して前記励振信号に対する前記共振センサ素子の応答の有意な飽和を回避することを特徴とする請求項 9 8 に記載の磁力計。10

【請求項 1 0 1】

前記共振センサ素子を駆動するための増幅器を更に備え、前記増幅器の出力が前記励振回路の入力に結合されることを特徴とする請求項 9 8 に記載の磁力計。20

【請求項 1 0 2】

前記磁界成分を求めるために選択された前記バイアス回路は、前記出力信号が目標応答を達成する 2 つの点におけるバイアス電流の差に基づくことを特徴とする請求項 4 5、5 4 及び 6 9 から 9 1 の何れか 1 つに記載の磁力計。

【請求項 1 0 3】

前記磁界成分を求めるために選択された前記バイアス回路は、前記共振センサ素子から得られる 5 つを超えない先行する生の読み出し値に基づくことを特徴とする請求項 4 5、5 4 及び 6 9 から 9 1 の何れか 1 つに記載の磁力計。

【請求項 1 0 4】

磁界成分の強度を求める方法であって、

検出された磁界成分の強度に応答し且つ適用されたバイアス設定に応答して変化する信号特性を有する出力信号を生成する共振センサ素子を準備する段階と、30

前記出力信号の信号特性が目標範囲内に維持されるように前記共振センサ素子のバイアス設定を動的に変化させる段階と、

前記検出された磁界成分の強度を前記共振センサ素子のバイアス設定の関数として求める段階と、

を含み、

前記共振センサ素子内の共振サイクル中の磁界レベルのピーク対ピークの偏位が測定される前記磁界成分の全範囲よりも小さいことを特徴とする方法。40

【請求項 1 0 5】

前記バイアス設定が前記共振センサ素子に適用されることを特徴とする請求項 1 0 4 に記載の方法。

【請求項 1 0 6】

前記信号特性が、前記出力信号の周波数であることを特徴とする請求項 1 0 4 に記載の方法。

【請求項 1 0 7】

前記信号特性が、前記出力信号の位相であることを特徴とする請求項 1 0 4 に記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】**【0001】**

本発明は、一般に磁力計に関し、より具体的には車両用電子コンパスに関する。

【背景技術】**【0002】**

磁力計は多くの異なる用途に使用されている。このような用途の1つは自動車用の電子コンパスである。この電子コンパスでは、磁力計は地磁気のN極に対する車両の進行方向を確定するために使用される。典型的な電子コンパスは、水平面に位置する軸をそれぞれ備えて配置された2つの磁界センサを含み、第1のセンサの軸が車両の長手方向軸線と平行に整合し、第2のセンサの軸が第1のセンサの軸に直交して配置されている。次いで、センサは、地磁気ベクトルの直交方向、水平方向、及び軸方向整合の各成分の大きさを検出するために使用され、その結果、処理回路が地磁気ベクトルに対する車両の進行方向を計算することができる。10

【0003】

車両の電子コンパスの用途において幾つかの異なる形式の磁力計が使用されてきた。磁力計のこれらの形式の一部の実施例は、磁束ゲートセンサ、磁気抵抗センサ、及び磁気誘導型センサを用いるものを含む。磁気誘導型のセンサは、L / R センサ及びLC センサを含む様々な形式で構成することができる。磁気誘導型センサのこれらの形式の両方において、コイルがコア材料の周囲に巻かれる。センサは、インダクタンスが磁界に応答して線形に変化する特性を有するが、これは外部磁界の値の2つの予め定められた範囲にわたってだけである。センサのインダクタンス対磁界強度のグラフ（例えば図5を参照）を観察すると、合成された曲線は磁界強度が0である点のまわりで実質的に対称であることが分かる。従って、コア材料の回りに意図的に磁界を発生させるようにセンサコイルにバイアス電流を加えるのが一般的である。このバイアス電流によって生成された意図的磁界は、外部磁界と加算される。バイアス電流によって生成された意図的磁界と同じ方向にある外部磁界は、互いに加算され、一方、意図的磁界の反対方向の外部磁界はこの意図的磁界から減算される。従って、センサのインダクタンスの変化を測定することによって、軸方向整合磁界成分の強度を確定することができる。20

【0004】

センサのインダクタンス変化を測定するために、センサのインダクタンスの変化に応じて応答周波数が変化する回路構成が使用されてきた。このような回路では、センサのインダクタンスの変化は、センサから出力される信号の周波数においてほぼ比例した変化をもたらす。従って、この周波数変化を測定して外部磁界の強度を求めることができる。30

【0005】

こうした磁力計で発生する問題は、コア材料の特性が温度及び経年に伴って変化することである。この問題に対する1つの解決策が、欧州特許第0045509B1で開示されている。この欧州特許では、センサコイル上のバイアス電流の極性を両方の極性のバイアス電流について取得された測定値に応じて反転させることができ、これにより、2つの測定値間の差が外部磁界に相当するようになることを開示している。このようにして取得された測定値は、温度変動又は経年によって生じるコア材料のどのような変化とも無関係である。40

【0006】

米国特許第5,239,264号は同様の方法を開示している。本明細書の図1及び図2は、第5,239,264号特許の図3及び図4に相当する。図1及び図2に示されるように、コア材料の透磁率関数 $\mu(H)$ は、磁界強度の特定範囲にわたり磁界Hの強度の関数として変化する。このグラフから明白なように、一般に、磁界強度の変化に対して透磁率が変化する2つの曲線範囲がある。これらの範囲の1つが正の勾配を有するのに対し、別の範囲は負の勾配を有する。第5,239,264号特許では、DCバイアス電流の極性は交互に反転し、両方の極性の読み出し値をもたらすようにする。次に、この2つの読み出し値は互いに減算され、この特定のセンサコイルによって検出された地磁気成分の50

磁界強度が得られる。

【0007】

上述の米国特許第5,239,264号及び欧州特許第0045509B1の両方において、DCバイアス電流は一定のレベルのまま維持され、バイアス電流の極性だけが反転される。電子コンパスを自動車に設ける上での1つの問題は、自動車が外部磁界を歪ませる可能性があることである。更に、車両が、橋、地下道、送電線、鉄道線路、及び他の物体などの物体の傍を通過して移動するときに、これらの物体が電子コンパスによって検出される磁界において妨害を引き起こす可能性がある。このような磁界の妨害は、センサコイルによって検出される磁界をインダクタンス対磁界強度曲線の非線形範囲内に留める磁界を生成する。従って、上述の特許の磁力計は、外部磁界の強度を正確に検出できる範囲が限定されていた。10

【0008】

【特許文献1】欧州特許第0045509B1公報

【特許文献2】米国特許第5,239,264号公報

【特許文献3】米国特許第6,346,698号公報

【特許文献4】米国特許第6,356,376号公報

【特許文献5】米国特許出願公開番号U.S.2002-0032510A1公報

【特許文献6】米国特許第6,407,712号公報

【特許文献7】米国特許第6,023,229号公報

【特許文献8】米国特許第6,140,933号公報20

【特許文献9】米国特許第6,262,831号公報

【特許文献10】米国特許第4,807,462号公報

【特許文献11】米国特許第4,953,305号公報

【特許文献12】米国特許第5,737,226号公報

【特許文献13】米国特許第5,761,094号公報

【特許文献14】米国特許第5,878,370号公報

【特許文献15】米国特許第6,047,237号公報

【特許文献16】米国特許第6,192,315号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】30

【0009】

従って、従来の磁力計によって現在提供されている範囲よりも広い範囲にわたって磁界成分を正確に検出できる機能を有する電子コンパスに対する要求がある。

【課題を解決するための手段】

【0010】

本発明の1実施形態によれば、磁界を検出するためのセンサと、バイアス回路と、プロセッサとを備える磁力計が提供される。センサは、検出された磁界に応答して及び加えられたバイアスに応答して変化する信号特性を有する出力信号を生成する。バイアス回路は、バイアス設定信号に応答してセンサを動的にバイアスする。プロセッサは、センサからの出力信号を受け取るように結合され、且つバイアス回路に結合される。プロセッサは、バイアス設定信号を生成するように動作可能であり、これによりセンサを動的にバイアスするようバイアス回路を制御して、出力信号の信号特性が比較的小さな目標範囲のレベル内に維持されるようにする。プロセッサは、前記センサによって検出される磁界成分をセンサに適用されるバイアス設定の関数として求める。40

本発明の別の実施形態によれば、磁界の第1の成分を検出するための第1のセンサと、磁界の第2の成分を検出するための第2のセンサと、バイアス回路と、プロセッサとを備える磁力計が提供される。センサの各々は、検出された成分の磁界と加えられたバイアス電流とに応答して変化する周波数を有する出力信号を生成する。バイアス回路は、第1及び第2のセンサを動的にバイアスするようなバイアス電流を生成する。プロセッサは、センサから出力信号を受け取るように結合され、且つバイアス回路に結合される。プロセッ50

サは、センサに加えられたバイアス電流を動的に変化させるようにバイアス回路を動作可能に制御して、出力信号の周波数が1つ又はそれ以上の目標周波数範囲内に維持されるようになる。プロセッサは、前記センサによって検出された磁界成分をセンサに加えられたバイアス電流の関数として求める。

【0011】

別の実施形態によれば、磁界の第1の成分を検出するための第1の磁界センサと、第1の成分に直交する磁界の第2の成分を検出するための第2の磁界センサと、バイアス回路と、処理回路と、処理回路に結合された、車両の進行方向を指示するための進行方向指示装置とを備える車両用電子コンパスが提供される。センサの各々は、検出された成分の磁界の両方と加えられたバイアス電流とに応答して変化する信号特性を有する出力信号を生成する。バイアス回路は、第1及び第2のセンサを動的にバイアスするようにバイアス電流を生成する。処理回路は、センサから出力信号を受け取るように結合され、且つバイアス回路に結合される。プロセッサは、センサに加えられたバイアス電流を動的に変化させるようにバイアス回路を動作可能に制御して、出力信号の特性が1つ又はそれ以上の目標範囲に維持されるようになる。処理回路は、車両の進行方向をセンサに加えられたバイアス電流の関数として計算する。10

【0012】

本発明の別の実施形態によれば、磁界成分強度を求めるための方法は、検出された磁界成分の強度に応答し且つ適用されたバイアス設定に応答して変化する信号特性を有する出力信号を生成する磁界センサを準備する段階と、出力信号の信号特性が目標範囲内に維持されるようにセンサのバイアス設定を動的に変化させる段階と、検出された磁界成分の強度をセンサのバイアス設定の関数として求める段階とを含む。20

【0013】

別の実施形態によれば、磁界成分を検出するためのセンサと、磁界生成機構と、センサから出力信号を受け取るように結合され且つ磁界生成機構に結合されたプロセッサとを備える磁力計が提供される。センサは、磁界レベルの第1の範囲全体にわたり検出された磁界成分に応答して実質的に線形に変化する特性を有する出力信号を生成する。磁界成分は磁界レベルの第2の範囲全体にわたって変化する。磁界生成機構は、任意の外部の磁界と加算されて、センサによって合成磁界が検出される磁界を生成する。生成された磁界強度は選択的に変化する。プロセッサは、磁界生成機構を制御するように動作可能であり、生成された磁界の磁界強度を選択し、これにより第2の範囲を第1の範囲内に動的にシフト及び/又は維持する。プロセッサは更に、センサによって検出された磁界成分をセンサから受け取られた出力信号に応答して求めるよう動作可能である。30

【0014】

別の実施形態によれば、磁界に応答して変化するセンサ特性を有する検出素子と、駆動信号を受け取るための入力を有する増幅器とを備える磁力計が提供される。検出素子は、増幅器の帰還ループ内に結合される。増幅器は、センサ特性の変化に応答して少なくとも部分的に変化する信号特性を有する出力信号を生成する。

【0015】

別の実施形態によれば、磁力計は、磁界に応答して変化するセンサ特性を有する第1の検出素子と、磁界に応答して変化するセンサ特性を有する第2の検出素子と、第1の検出素子を選択するために設けられた单一の第1のアナログスイッチと、第2の検出素子を選択するために設けられた单一の第2のアナログスイッチと、第1及び第2の検出素子のうちの選択された1つから出力信号を受け取るように結合され、且つ第1及び第2の検出素子の1つを選択するために第1及び第2のアナログスイッチに結合されたプロセッサとを備える。40

【0016】

別の実施形態によれば、磁力計は、磁界を検出し、検出された磁界に応答して及び加えられたバイアスに応答して変化する信号特性を有する出力信号を生成するセンサと、各々が入力を有すると共に一方がセンサに結合されている第1及び第2の高ゲイン増幅器と、50

第1及び第2の高ゲイン増幅器の入力間に結合されている、センサをバイアスするためのバイアス回路と、センサから出力信号を受け取るように結合され、センサによって検出される磁界を求めるプロセッサと、を備える。

【0017】

別の実施形態によれば、磁力計は、磁界を検出し、検出された磁界に応答して及び加えられたバイアスに応答して変化する信号特性を有する出力信号を生成する共振センサと、各バイアス極性に対して2つ又はそれ以上のレベルで調整可能にセンサをバイアスするためのバイアス回路と、センサから出力信号を受け取るように結合され、センサによって検出された磁界成分を求めるプロセッサと、を備え、共振センサ内の共振サイクル中の磁界レベルのピーク対ピークの偏位は、バイアス回路の調整の全範囲を超える調整に起因する磁界レベル偏位の一部分である。 10

【0018】

別の実施形態によれば、磁力計は、磁界を検出し、検出された磁界に応答して変化する信号特性を有する出力信号を生成する共振センサと、センサから出力信号を受け取るように結合され、センサによって検出された磁界を求めるプロセッサと、を備え、共振センサ内の共振サイクル中の磁界レベルのピーク対ピークの偏位は、測定されることになる磁界の全範囲よりも小さい。 20

【0019】

別の実施形態によれば、磁力計は、磁界を検出し、検出された磁界に応答して変化する信号特性を有する出力信号を生成する共振センサと、励振信号を供給するため共振センサに結合され、励振信号の振幅を制限して励振信号に対する共振センサの応答の大幅な飽和を防ぐための励振回路と、センサから出力信号を受け取るように結合され、センサによって検出された磁界を求めるプロセッサと、を備える。 20

【0020】

別の実施形態によれば、磁力計は、磁界を検出し、該検出された磁界に応答して及び加えられたバイアスに応答して変化する信号特性を有する出力信号を生成するセンサと、センサを2つ又はそれ以上のレベルで調整可能にバイアスするためのバイアス回路と、センサから出力信号を受け取るように結合されたプロセッサとを備え、該プロセッサは、センサによって検出された磁界成分をセンサからの出力信号の信号特性の関数として、及び出力信号対バイアスレベルの勾配の関数として求める。 30

【0021】

別の実施形態によれば、磁力計は、磁界を検出し、検出された磁界に応答して及び加えられたバイアスに応答して変化する信号特性を有する出力信号を生成するセンサと、センサを少なくとも第1のバイアスレベルと第2のバイアスレベルとに調整可能にバイアスするためのバイアス回路と、センサからの出力信号を受け取るように結合されたプロセッサと、を備え、該プロセッサは、センサによって検出された磁界成分を第1及び第2のバイアスレベルのときの出力信号レベルの平均の関数として求める。

【0022】

別の実施形態によれば、磁力計は、磁界に応答して変化するセンサ特性を有する第1の検出素子と、磁界に応答して変化するセンサ特性を有する第2の検出素子と、第1の検出素子を少なくとも第1のバイアスレベルと第2のバイアスレベルにまで調整可能にバイアスし、且つ第2の検出素子を少なくとも第3のバイアスレベルと第4のバイアスレベルにまで調整可能にバイアスするためのバイアス回路と、バイアス回路と検出素子から出力信号を受け取るために第1及び第2の検出素子とに結合されたプロセッサとを備える。プロセッサは、順次、第1の検出素子の出力信号を第1のバイアスレベルでサンプリングし、第2の検出素子の出力信号を第3のバイアスレベルでサンプリングし、第2の検出素子の出力信号を第4のバイアスレベルでサンプリングし、第1の検出素子の磁界成分を第1及び第2のバイアスレベルで取得されたサンプルの関数として求め、第2の検出素子の磁界成分を第3及び第4のバイアスレベルで取得されたサンプルの関数として求めることによって、検出素子に 40

より検出された磁界成分を測定する。

【0023】

別の実施形態によれば、磁力計は、磁界に応答して変化するセンサ特性を有する第1の検出素子と、磁界に応答して変化するセンサ特性を有する第2の検出素子と、第1又は第2の検出素子を選択するために設けられた、抵抗を有する少なくとも1つのアナログスイッチと、検出素子の選択された1つにバイアス電流を供給するためのバイアス回路と、第1及び第2の検出素子の選択された1つから出力信号を受け取るように結合され、且つ第1及び第2の検出素子の1つを選択するための少なくとも1つのアナログスイッチに結合され、検出素子によって検出された磁界成分を求めるプロセッサと、を備え、バイアス回路が少なくとも1つのアナログスイッチの抵抗に実質的に無関係なバイアス電流を供給するよう構成されている。10

【0024】

別の実施形態によれば、磁力計は、磁界に応答して変化するセンサ特性を有する第1の検出素子と、磁界に応答して変化するセンサ特性を有する第2の検出素子と、第1又は第2の検出を選択するために設けられた少なくとも1つのアナログスイッチと、検出素子を少なくとも第1のバイアスレベルと第2のバイアスレベルとに調整可能にバイアスするためのバイアス回路と、第1及び第2の検出素子の選択された1つから出力信号を受け取るように結合され、且つ第1及び第2の検出素子の1つを選択するための少なくとも1つのアナログスイッチに結合され、検出素子によって検出された磁界成分を求めるプロセッサと、を備え、バイアス回路は、検出素子の1つを第1のバイアスレベルでバイアスし、続いて何れのアナログスイッチも状態を変更することなく同じ検出素子を第2のバイアスレベルでバイアスする。20

【0025】

別の実施形態によれば、磁力計は、磁界を検出し、該検出された磁界に応答して及び加えられたバイアスに応答して変化する信号特性を有する出力信号を生成するセンサと、センサを調整可能にバイアスし、デジタル-アナログコンバータを含むバイアス回路と、センサから出力信号を受け取るように結合された読み出し装置を含み、センサから出力信号の少なくとも1つの読み出し値を取得することによりセンサによって検出された磁界成分を測定する処理回路と、を備え、出力信号を読み出す解像度は、デジタル-アナログコンバータと読み出し装置の両方の関数である。30

【0026】

別の実施形態によれば、複数の磁界検出インダクタを作製する方法は、各磁界検出インダクタにコアを供給する段階と、各磁界検出インダクタのコアを試験する段階と、各コアの周りにコアの試験結果に基づいて調整された巻線数のコイルを巻く段階と、を順に実行することを含む。

【0027】

別の実施形態によれば、磁力計は、磁界を検出し、検出された磁界に応答して変化する信号特性を有する出力信号を生成する共振センサと、AC成分を有する励振信号を供給するために共振センサに結合された励振回路と、励振信号を共振センサに加える前にフィルタ処理し、ほぼ正弦波にするためのフィルタと、センサから出力信号を受け取るように結合され、センサによって検出された磁界信号要素を求めるプロセッサと、を備える。40

【0028】

別の実施形態によれば、磁力計は、磁界を検出し、検出された磁界に応答して及び加えられたバイアス電流に応答して変化する信号特性を有する出力信号を生成するセンサと、バイアス設定に応答してセンサに供給されたバイアス電流を調整するためのバイアス回路と、センサから出力信号を受け取るように結合され、且つバイアス設定を供給するためのバイアス回路に結合され、センサによって検出された磁界成分をバイアス設定の関数として求めるプロセッサと、を備え、磁界成分を求めるために選択されたバイアス設定は、出力信号が目標応答を達成する2つの点におけるバイアス電流の差に基づく。

【0029】

別の実施形態によれば、磁力計は、該検出された磁界に応答して及び加えられたバイアス電流に応答して変化する信号特性を有する出力信号を生成するセンサと、バイアス設定に応答してセンサに加えられるバイアス電流を調整するためのバイアス回路と、センサから出力信号を受け取るように結合され、且つバイアス設定を供給するためのバイアス回路に結合され、センサによって検出された磁界成分をバイアス設定の関数として求めるプロセッサと、を備え、磁界成分を求めるために選択されたバイアス設定は、センサから得られる5つを超えない先行する生の読み出し値に基づく。

【発明を実施するための最良の形態】

【0030】

本発明のこれら及び他の特徴、利点及び目的は、以下の明細書、請求項、及び添付図面を参照することによって当業者には更に理解されることになる。

10

【0031】

次に、添付図面に実施例を示す本発明の好適な実施形態について詳細に説明する。同一の又は同様の部分に対してできる限り図面全体を通して同じ参照番号を用いることとする。

【0032】

磁力計を用いた望ましい検出方法は、可飽和誘導検出素子をセンサとして使用し、バイアス電流を動的に調整して誘導検出素子の測定可能な再現性のある目標飽和状態を達成して維持する修正ゼロバランスの原理に基づいて動作するものである。従って、固定バイアス電流を使用する従来の磁力計と異なり、本発明の磁力計は、出力信号特性を目標レベルに維持するのに必要とされるバイアス電流と目標範囲内の出力レベルとに基づいて検出される磁界成分の相対的強度を求めながら、目標範囲のセンサ出力信号特性を維持するようバイアス電流を動的に変化させる。例えば、周波数又は位相の目標範囲で検出素子の出力を維持するようバイアス電流を変化させた場合、検出素子は、センサが晒される磁界の大きさとは無関係にセンサのインダクタンス曲線の直線部分で動作しながら、磁界の検出を続けることになる。結果として、本発明の磁力計は、従来の磁力計を上回る増大されたダイナミックレンジを有する。

20

【0033】

以下に示される好適な実施形態において、磁界強度を読み出すのに使用されるバイアス設定の全てを提供するよう単一の範囲全体を調整可能な単一のバイアス回路が提供される。この範囲は十分に大きいので、センサをほぼ対称的なインダクタンス対バイアス電流曲線の両側（すなわち目標範囲の両側）にバイアスする能力と、これを行うために外部磁界の影響を相殺する能力の両方を含む。好適な実施形態において、各磁界強度の読み出しに対して通常2つ又はそれ以上のバイアス設定が行われ、これらの設定は通常、結果として生じる検出コイルの磁界レベルが、選択された目標基準値の大きさにほぼ等しいが方向が逆である2つの別個の範囲の各々に対するバイアス設定を含む。結果として生じる磁界レベルがその目標基準値（すなわち目標範囲で）に近接している場合、監視される回路出力は基準値レベルと等しい磁界のレベルに相当する目標出力値に近接している。

30

動作時には、センサコアの合成磁界レベルをその基準レベルに近づけるように調整し、プロセスにおいては、測定されることになる磁界と車両の妨害磁界の組み合わせ又は合計の影響を少なくとも部分的にゼロにするか又は相殺するように調整されたバイアスレベルで第1のバイアス設定が行われる。センサコアの飽和状態を示す回路出力が読み出され、バイアス磁界及び結果として生じるセンサコアの飽和度をほぼ目標基準値にする第1の補正バイアス電流を予測するのに使用される。この値は、任意選択的にバイアス電流以外の単位で表される。第2のバイアス設定では、バイアス磁界を測定コアの基準磁界の方向が逆である別の基準磁界値の範囲にされる。コアの飽和状態を示す出力は、第1のバイアス読み出しで使用された方法と同じ方法で測定され、第2の補正バイアスが決定される。

40

第1及び第2の補正バイアス電流又は関連する値を用いて、測定コイル又は機能的表示に影響を与える合計外部磁界の軸方向整合成分を近似的に求める。

【0034】

50

飽和すなわち疑似ゼロ点の測定可能な目標状態は、典型的な誘電センサの実際の磁束レベルが、例えば、検出することが望ましい外部磁束の最小増分の数千倍といったものである。適切な誘電検出素子は、疑似ゼロ点を十分に検出するために通常必要とされる大きな磁束バイアスに内在する問題の多くを回避する方法を提供する1つの特性を有する。コア材料を適切に選択することにより、誘電検出素子の飽和特性は、主としてコア内の磁界の大きさに依存し、磁界が帯びる2つの軸方向の大きさにはほとんど無関係である。従って、検出コアと整合された外部磁界成分を測定するために、2つのバイアスレベルが連続して適用され、1つは、ある方向の磁界と測定可能な目標飽和状態に到達し、もう1つは、別の方向の実質的に等しい磁界と実質的に同じ測定可能な目標飽和状態に到達する。次に、2つの合成バイアス電流レベルの符号付き平均が取られ、軸方向に整合された外部磁界成分を表す。

【0035】

コイルの周辺に外部磁界がない場合、この2つのバイアス状態の各々に到達するために必要とされる電流は大きさがほぼ同じであるが、方向が逆であり、その結果、2つの符号付きの平均はほぼゼロである。外部磁界が存在する場合には、軸方向に整合された外部磁界成分は、誘電検出素子のコイルのDCバイアス電流に起因する磁界に関するベクトル量（すなわち、一次元空間の誘電検出素子の軸方向に沿った成分として既に分解された磁界の符号付きの数）として合計される。従って、ある方向のバイアスには加算され別方向のバイアスからは減算されるので、結果として得られる平均は、外部磁界の軸方向に整合された成分をほぼゼロにするバイアス電流である。従って、この値は、測定されることになる外部磁界強度の読み出し値として使用することができる。この手法は良好に機能するが、バイアスレベルを設定するための極めて高い解像度が要求され、及び恐らくは、外部磁界をバランスさせて検出可能な目標状態条件を実現するコア内の磁束レベルを確立するバイアス設定を見つけだすために設定拡張シーケンスが必要とされる。好適な回路では、検出可能な状態は、検出可能な目標状態（すなわち目標範囲）の近傍の磁束レベルに起因する結果として得られる飽和度の連続するステップ又は少なくとも複数ステップの表示に拡大され、連続するステップ又は複数ステップの表示値と実際のバイアスに適用されたときに検出可能な目標状態を実現するバイアスの増分値との間で、十分に正確な変換を確立する1つの方法が提供される。この手法を用いると、直線性と安定性が十分に高く、低解像度のバイアス回路を使用することができ、この場合でも、複数の状態表示から十分な読み出し値を取得して、目標とされる検出可能な状態を得るために必要とされることになるバイアスを適切な正確さで決定するために、バイアスを最も近い増分値に設定することは必要ではない可能性がある。高解像度の負担は、入力のバイアス設定と応答読み出し値との間で分けることにより、バイアス電流設定における適度な増分解像度と読み出しにおける適度な解像度とを有する良好な解像度の読み出しを可能とすることができます。

【0036】

第1の実施形態において、磁界検出誘電素子は、共振回路に組み込まれ、DCバイアス電流設定に重畠又は合計されるAC駆動信号によってほぼ一定の周波数で駆動される。AC駆動信号の振幅は、コイル用の駆動回路が飽和しないように十分に低いのが望ましい。構成においては、回路共振は、検出可能な目標状態条件であるか又はそれに近いことが望ましい。駆動信号に対する共振回路の応答位相を測定する回路が設けられる。駆動信号に対する共振回路の応答位相は、コイルのインダクタンスが検出可能な目標状態として選択された値である場合に目標値と呼ばれることになる特定の値を有する。駆動信号に対する応答位相はアナログ信号に変換することができ、この用途のために、バイアス回路用に8ビットパルス幅変調のDAコンバータと応答位相を読み出すための8ビットパルス幅変調のADコンバータとを備えた低コストのマイクロコントローラを良好に機能させることができる。

【0037】

典型的な用途では、複数センサ素子が使用され、磁界成分を読み出すために通常は一度に1つずつ選択される。このような用途では、ネスト化にされた選択と読み出しの順序を

10

20

30

40

50

選ぶことは、本発明の有利な部分である場合が多く、その結果、例えば、センサ素子 A、B、及び C について、平均用に使用される第 1 及び第 2 の読み出しを、A、B、C、C、B、A の順番で行うことができ、その結果、適切なタイミングにより、平均時の第 1 及び第 2 の読み出しはほとんど同時に集中する可能性があるので、互いに効果的なタイムスキーが低減された磁界ベクトルの指向性成分がもたらされる。

【0038】

第 2 の実施形態において、共振回路は、位相測定出力を有する回路とほとんど同じようにバイアス電流を設定することができる自己共振発振器として構成され、この場合、検出可能な目標状態が特定の応答周波数すなわち周期によって明らかになり、連続又は複数ステップの表示（すなわち目標範囲）は、目標周波数又は周期からの周波数又は周期の偏差である。ここで、周波数カウンタ又はパルス幅タイマーは、第 1 の実施例の A/D コンバータと置き換えることができる。

【0039】

図 3 は、本発明の第 1 の実施形態の磁力計のブロック図である。この磁力計は、車両の進行方向を決定して表示するために、主として車両の妨害磁界と共に地磁気の強度及び方向を読み出すことが意図されているが、これに限定されない。磁力計は、マイクロコントローラ 1、バイアス回路 6、入力周波数源 7、検出素子選択装置 8、駆動回路 9、磁界センサ 10、位相検出器 11、及び位相比較器 12 を含む。

【0040】

マイクロコントローラ 1 は、磁気センサバイアス制御装置 3 と、磁界センサ 10 のグループから出力信号 5 を読み出すためのコンバータ 4 とを含むコンパス制御論理回路 2 を包含し、読み出しのために検出素子選択装置 8 によって前記センサの 1 つが選択される。信号 5 は、入力周波数源 7 からの駆動信号に対して選択されたセンサの応答位相角度を表す。図 4 を参照して以下により詳細に説明されるが、磁界センサ 10（通常は 2 つ又は 3 つ）は、増幅器 14 1 を共用し各々がインダクタを備えた検出素子を含む共振回路である。検出素子はまた、インダクタと並列に結合されて共振回路を形成するキャパシタを含む。インダクタは、通常、他のインダクタコイルに対して直交して配向されているコイルを含む。インダクタはまた、インダクタンスコイルのバイアス電流に起因する磁気駆動力と、インダクタンスコイルが配置された磁界の軸方向に整合された成分に起因する磁気駆動力との重畠効果に応答してインダクタンスが変化するコアを含む。重畠効果は一般に、コイルのバイアス電流に起因する磁気駆動力と、検出素子が配置された磁界 13 の軸方向に整合される成分の磁気駆動力とのベクトル和にほぼ等しい。この和は、合成磁界と呼ばれる。合成磁界の大きさが増大するにつれて、検出素子の各々のインダクタンスは一般に減少し、検出素子の高透磁率コアを飽和に向かって又は飽和から離れて合成磁界の方向によって決定される方向に駆動する。飽和の程度に応じたインダクタンスの変化は一般に対称的であり、主として合成磁界の大きさに依存し、合成磁界が帯びる 2 つの方向の一方には依存しないので、一般に、同じインダクタンスを生成する 2 つの値のバイアス電流が存在し、従って、関連する共振回路には同じ共振周波数が存在する。コア材料とバイアスの条件に応じて、インダクタンスが等しいバイアス電流の 2 つの値は、実質的に互いに離れたものとすることができます。

【0041】

以上説明されたように、それぞれのセンサは、例えば、キャパシタがインダクタのコイルに並列に接続された共振回路を含む。幾つかの実施形態において、共振回路の部分は、2 つ以上の検出素子によって共用することができる。

【0042】

合成磁界が小さい場合には、結果として生じるインダクタンスは、通常最大値に近づき、結果として生じる共振周波数は、最小値に近づく。合成磁界の何れかの方向の大きさが大きくなるにつれて、コアは、対応する方向で部分的に飽和するよう駆動され、選択された共振回路の共振周波数は高くなる。入力周波数源 7 の周波数は、合成磁界の変化に伴ったインダクタンスの変化に起因する共振周波数の変化が、適度に直線的（すなわち目標

10

20

30

40

50

範囲)である範囲のおおよそ中心に選択されるのが好ましい。また、この周波数を、選択された共振回路に対する共振周波数対合成磁界の曲線上で比較的傾斜が大きな点にあるという意味において感度の高い範囲内で選択することが望ましい。この周波数は、設計又は測定を通じて選択され、且つ組み込まれた磁力計を用いて行われる全ての後続の測定に対して、このほぼ一定の値に維持されるのが好ましい。

【0043】

位相比較器12は、回路が共振状態にあるときに励振周波数に対する共振回路の測定される位相応答が公称上範囲の中心になるように設計されるのが好ましい。次に、コイルと関連する共振回路が共振状態にあるときに、信頼性のある位相応答を測定することができ、且つ回路の位相出力に好ましくは近い範囲内にある、位相検出器11の目標又は基準出力を選択するのがより好ましい。この目標位相出力レベルは基準位相と呼ばれる。

10

【0044】

回路のコスト及び複雑さは、共振周波数の所望の特性及び直線範囲のセンタリングが予め定められた励振周波数及び共振キャパシタンス値に応じた妥当なレベルに適合するよう 20 に製造プロセス中にコイルの巻数を調整することを含めて、測定コイルの製造を注意深く管理することにより最低限に抑えることができる場合が多い。コイルの製造プロセスは、各マグネットコア素子の個々の試験と、上述の要求に適合するように特定の磁気コアが配置されることになるコイル巻線とを個々に調整することを含むのが好ましい。しかしながら、本発明は、マイクロコントローラ又は他の回路部分の制御下で周波数を選択する選択肢を排除するものではなく、この場合、周波数は、磁力計の特定の使用条件に対する最適な測定を行うために変更することができる。本発明のこの特定の実施形態に関しては、周波数が調整可能な場合、周波数源7から供給される周波数は、通常、測定サイクルに対して公称上一定に保たれることが意図される。第1の実施形態に関しては、周波数源7の周波数はマイクロコントローラのクロックが提供するような利用可能な発振器から得るのが望ましい。以下に説明される第2の実施形態において、駆動周波数は自己生成型であり、回路は、好ましくは回路の共振条件又はその近傍で振動を維持するように位相が選択された公称上一定の位相での励振に対して共振素子の応答位相を維持するように構成される。

20

【0045】

マイクロコントローラ1は、反復周期全体にわたってDCバイアス電流を選択し、これ 30 により選択されたセンサの共振回路が測定出力位相角度によって示される基準位相状態(すなわち目標範囲内)に近接して動作するようになる。バイアス電流の選択は、バイアス回路6のDAコンバータに対して1つ又はそれ以上のコマンドシーケンスを出し、結果として生じる位相応答を評価することによって確立される。使用中、典型的には毎秒1回又はそれ以上の速度で読み出しが行われるので、所与の検出素子における連続する読み出しの間の磁界の変化は通常は小さい。従って、次の読み出しに使用するために、特定の検出素子に関する直前の読み出し値を用いてバイアス設定を計算するのが好ましく、これにより、各読み出しが行われる際に複数のバイアス電流設定を試行する必要性が排除される。出力の位相シフトの応答が適度に直線である検出磁界の範囲は、典型的には測定されることになる地磁気成分の変動範囲よりも小さく、ほんの何分の1かに過ぎない。従って、測定されることになる磁界の短期変動は、本発明の有用な任意的機能である次の読み出しのためのバイアス設定を確立するために前回の読み出しを使用する、回路の位相検出部分の直線範囲に含めることができる。選択された検出素子は、バイアス回路6によって選択されたバイアスに駆動され、及び入力周波数源7によって確立された周波数並びに入力駆動位相に駆動される。駆動回路9は、周波数源7によって定められる周波数及びバイアス回路6によって定められるバイアス電流で、検出素子選択装置8によって選択されたセンサ10の共振磁界検出素子を駆動する。位相検出器11は、位相比較器12によって選択された検出素子の応答位相シフト測定に備えるために位相情報を保存する方法で発振器出力を整形する。位相比較器12は、この位相情報を公称上一定周波数で検出素子を駆動する入力周波数源7の位相と比較する。位相比較器12は、比較に基づく出力信号5を出力する。出力信号は、例えば電圧とすることができます、検出素子を駆動する信号と検出素子の

40

50

応答を示す信号間の位相角度差を表す。位相は、A D コンバータの使用を必要とするか又は必要としない幾つかの公知の方法の何れか 1 つによって測定することができる。必要であれば、A D コンバータは、任意選択的にマイクロコントローラ 1 に含まれる。

【 0 0 4 6 】

上述のように、それぞれ個々に選択された検出素子に対して、出力位相を基準位相条件（すなわち目標範囲）が満足できるように近づけるようなバイアス電流を定めることができる。この決定を前回の測定値、特に現在選択されている検出素子で取得される直前の測定値に基づいて行うのが望ましい。例えば、以下により詳細に説明されるように、位相角度の増分をほぼ等価のバイアス電流の増分に変換し、及びバイアス電流をほぼ等価の磁界強度に変換するような較正ルーチンにより変換定数が定められる。また、検出素子を基準条件の状態にする合成磁界（又はゼロの外部磁界に対する等価のバイアス電流）を求めて記録するのが望ましい。これらの定数及び記録された前回の読み出し値を使用して、選択された検出素子において前回の読み出しで測定された負の磁界強度に公称上等価であるバイアス電流の代数和を求めることによって必要なバイアス電流をほぼ求めることができ、このバイアス電流は、目標とする合成磁界を生成してコイルを基準位相条件にするのに必要とされるものである。別の表現をすれば、バイアス電流は、選択された検出素子を用いて行われた前回の測定で読み出された磁界強度に対して、検出素子を目標とする基準位相条件にするように計算されたバイアス電流に近接して設定されるのが好ましい。

【 0 0 4 7 】

上述のように、通常 2 つのやや広く分離された、共振回路の位相応答を目標とする基準条件に近づけるような条件に適合するバイアス電流値がある。所与のコイルについて完全な測定をするために、目標とする基準位相条件を達成することができる 2 つの分離されたバイアス電流の各々について検出素子を目標とする基準条件（すなわちその出力の目標範囲）に近づけ、及び 2 つの個々の読み出し値を検出素子のこれらのバイアス設定の各々につき 1 つ取得するのに必要とされるバイアス電流を決定するのが好ましい。2 つの個々の読み出し値の各々についてバイアス電流が設定され、適切な整定時間の後、位相の 1 つ又はそれ以上の測定値が取得されて、評価され、場合によっては結果として生じる位相を求めるために平均されるのが好ましい。複数の位相の読み出し値が取得される場合、評価は読み出された値の散乱のチェックを含むのが好ましい。読み出し値の少なくとも 2 つを A C 電源ライン周波数のほぼ半サイクルの間隔にし、これらの 2 つの読み出し値を比較して、A C 電源ライン成分により生成された磁界から許容できない強い妨害を検出するのが望ましい。また、A C 電源ライン周波数に対して部分的に除去された結果を判断するため、又は、幾つかの他のディジタル又はアナログフィルタ処理手法の何れかを使用して、読み出し値に存在する可能性がある A C 電源ラインなどからの磁界の周期的な変動の除去レベルを提供するために、例えばこれら 2 つの読み出し値を平均することが好ましい。この結果として生じる位相測定は次いで、測定用に使用されたバイアス設定で代数的に合計されるバイアス電流の等価増分に変換して、公称上で所与のコイルを目標とする基準位相条件にする等価のバイアス電流を求めることが好ましい。典型的な A D コンバータが位相測定プロセスで使用されると、わずかなプログラムのオーバーヘッドを用いてより迅速なシーケンスで読み出し値を取得することが可能になる。特定のバイアス電流設定に位相の複数の読み出し値のシーケンスを組み込み、結果として得られる精度を改善するために取得される読み出し値のシーケンス及び取得されるデータの選択に対してディジタルフィルタ処理シーケンス及び選別基準を適用することは本発明の望ましい選択肢である。このシーケンスの後で、大きさがほぼ同じで向きが反対の検出素子の合成磁界の方向を有する状態で検出素子を実質的に同じ基準位相条件にする別のバイアス点において、所与の検出素子について同じ種類の測定が行われる。この測定では等価バイアス電流が算出される。図 5 を参照して更に詳細に示すように、所与の検出素子について得られた 2 つの等価バイアスレベルの平均値の負数は、等価磁界強度に変換されたときに、検出素子によって測定された磁界強度の成分に対して使用するための好適な値となる好ましい読み出し値をもたらす。

10

20

30

40

50

このようにして行われた測定は、周囲温度及び他の特定の望ましくない歪みの影響を部分的に相殺する傾向がある。

【0048】

典型的には2つ又は3つの検出素子を使用して、2つ又は3つの直交する磁界ベクトル成分を測定し、測定されたベクトル成分が全て瞬時に実現された値を最も近くに示すように、連続する読み出し値が取得される時間のスキーを最小限に抑えることが通常は有利である。連続する読み出し値を順序づけることによって、読み出し値のスキーを最小限に抑えることが望ましく、これにより、所定の複合測定に使用される検出素子の各々の2つの読み出し値の第1の読み出し値が、順序づけられたシーケンスで取得され、次に、各検出素子の別のバイアスレベルでの測定が逆の順序で行われるようになる。上記目的のために、ネスト化されたシーケンスに含まれる特定の検出素子において、どのバイアス方向が最初に読み出されるかを限定する必要はない。各検出素子における対応する読み出し値が平均されて合成値が得られる。このことは、車両が旋回している場合のように、測定されることになる磁界のレベルが変化している場合には、平均値は、2つの測定値の各々が取得される時間の間の途中時点における磁界の値となる傾向があるので有利である。便宜上、これは測定の中間時間と呼ばれる。連続する測定の等間隔配置などの適切なタイミング及び上述した測定順序の使用により、完全な測定の各々に対する中間時間は、ネスト化されたシーケンスで取得された全ての読み出し値に対して実質的に同じであり、これにより最終の平均読み出し値のスキーが最小限に抑制されることができる。

【0049】

平均されたペアの2つの読み出し値のうちの一方の他方に対するタイミングは、フィルタ処理アルゴリズムの包含を含む、別の目的で使用することができる。例えば、読み出し値が、AC電源ライン周波数の半サイクルの奇数によって時間内に分離される場合、これらの平均の影響はまた、AC電源ラインによって生成される磁界の除去を有する。2つのバイアス点の何れが接近しているかを選択する方法、又は任意選択的ではあるが判定するための方法は、本明細書の他の箇所で与えられることになる。AC電源ライン周波数は、50Hz又は60Hzの何れかである。この変動に対応するための幾つかの選択肢があり、以下のものを含むが、これらに限定されない。まず、フィルタは任意選択であり、使用される場合には、特にシャープである必要はなく、この場合、例えば55Hzを除外するように調整された妥協フィルタを選ぶことができ、又は両方の周波数を除外するフィルタを使用することができる。例えば、フーリエ変換又はフーリエ級数解析を使用できる周波数内容解析を読み出し値に対して適用して、必要とされるフィルタ除外周波数を決定することができる。周波数は直接選択できるか、又は較正用のユーザ入力から推測することができ、ユーザ始動の較正シーケンスと論理的に組み合わせて、磁北に対する真北の補正を決定することができる。また、AC電源ライン周波数が比較的広い地理的範囲にわたって標準化されている傾向にあることから、周波数はGPSの入力データから推測することができる。

【0050】

幾つかの実施形態においては、どのバイアス点が接近しているのかを混同する場合があるので、従って、選択を確認し、この確認の結果に基づいて適切な行動を取る必要がある。例えば、測定されることになる磁界又は装置の初期立ち上がりにおける予期しない大きな変化に伴って、こうした問題が発生する可能性がある。ある方向での検出素子の合成磁界を有する目標基準条件から別方向での検出素子の合成磁界を有する目標基準条件に移行するバイアスの増分は、所与の検出素子に対してほとんどの設計でほぼ一定であることから、バイアス電流においてこの増分値を測定し、位相出力が目標基準値に近い別の点におけるバイアス設定を決定する際にこれを使用するのが望ましい。位相シフトとバイアス電流との関係は、一般に温度の影響を受けやすいので、位相シフトの増分とバイアス電流の等価増分との関係を周期的に測定して再計算し、また、2つの目標基準条件間のバイアスの差を再計算するようにする較正ルーチンを使用するのが望ましい。この関係を使用して、測定された位相の目標基準条件からの偏差は、供給されるバイアス電流と、選択された

10

20

30

40

50

共振回路をその目標基準位相条件にするバイアス電流との間の近似等価偏差に変換することができる。回路応答を目標基準条件に近づけるバイアスは、「基準バイアス」と呼ばれる。次いで、読み出し値は、任意選択的にこの基準バイアス電流の観点から表され、大部分の実施形態においては、主な目的であった位相角度測定の更なる使用は少なくなる可能性がある。位相シフトの増分とバイアス電流の近似等価偏差間の関係は、位相シフトからバイアス電流への変換係数として表することができる。基準バイアスのレベルは、通常、ある定数に基づいて検出素子のコイルが配置された磁界の軸方向整合成分の強度に関連する。この定数は、バイアス電流を等価磁界強度に変換するのに使用される乗算器であり、この値は、検出素子の構成と巻線のバイアス電流の増分によって生成される結果として生じる等価磁界強度によって決定される。上述の一般的な関係は、位相シフトの増分、バイアス電流の増分、及び測定された磁界強度の増分における近似等価値間で変換するのに有利になるよう用いることができる。本発明の実施においては、数学の交換法則及び/又は結合法則を適用して多くの計算順序を再配列することができるので、位相、バイアス電流、又は測定された値を示すのに使用される実磁界強度の選択、及び利用される特定の近似等価関係並びにこうした関係が適用される順番におけるかなりの自由度がある。10

【0051】

図4は第1の実施形態の位相応答ベースの磁力計の例示的な実施例を示す。特定の抵抗、キャパシタンス、及び部品番号が以下の説明で提供されるが、これらは第1の実施形態の可能な多くの実施例のうちの1つの単なる例証に過ぎない。従って、本発明は、以下に説明される特定の部品に限定されるものではない。20

【0052】

マイクロコントローラ1は、3つの線路131、135、及び139の1つにハイ(haigh)信号を出力し、検出素子選択装置8のそれぞれのアナログスイッチ132、136、及び140(例えば部品番号74HC4066)を閉じ、これにより検出インダクタ130、134、又は138及び関連するセンサ10の共振キャパシタ129、133、又は139(例えば0.001μf)を演算増幅器141(例えば部品番号TLC084)の出力142に接続する。演算増幅器141の出力142は、抵抗218(例えば100k、1%)とキャパシタ217(例えば0.033μf)との組み合わせによってフィルタ処理され、その結果、出力142の平均値が比較器215(例えば部品番号LM311)の正の入力に入力されると共に、増幅器141の出力142は、比較器215の反転入力に直接供給される。比較器215のオープンコレクタ出力は、212で正の電源に接続された抵抗213(例えば1k)によってハイ(haigh)に引き上げられている。比較器215から出力されたデジタル信号214は、選択された検出素子のLC回路の出力142により反転されて位相が180度ずれる。同様に増幅器141は、加算抵抗128及び244(例えばそれぞれ499、1%、及び2.92k)で入力された信号に対して出力142を反転しているので、2つの位相の反転は互いに相殺されている。30

【0053】

以下の説明に関して、図7は実施例の波形を示し、関連する点の図4の参照番号の横に示される。マイクロコントローラ1は、選択された検出素子のLC回路を駆動するのに選ばれた周波数の通常は2倍で一定に保たれる周波数を出力する。D型のフリップフロップ(例えば部品番号74HC74)は、周波数源7として機能し、線路203のクロック信号の周波数を2で分周して、これにより50%に極めて近いが必ずしも等しくはないデューティサイクルを有する信号206を出力する。マイクロコントローラが、好ましくは50%に近い安定した出力デューティサイクルを供給できる場合には、フリップフロップ7は取り除くことができ、信号206をマイクロコントローラから直接供給することができる。

【0054】

抵抗240、243、及び244(例えば、それぞれ9.09k、28.0k、2.92k)とキャパシタ237及び242(例えば、それぞれ470pf、5%、及び

10

20

30

40

50

1000 p f、5%) とは、2極RCフィルタを形成し、該フィルタは信号206をほぼ90度位相シフトして、矩形波信号206の高周波数成分を実質的に減衰させるように設計されている。公称90度の位相シフトは、位相検出器11の全体の動作をほぼ中心に置き、これにより回路が共振状態にあって、この公称上の中心からほぼ±90度の位相シフトの位相検出を行う場合、出力214はフルスケール出力の約50%となる。フィルタの2つの極はほぼ等しい時間定数を有することが望ましいが、これは、コストと複雑さを最小限に維持するよう設計に設定に対してバランスが取られるので、演算増幅器は使用されず、フィルタの2つの極は等しくない時間定数を有することになる。バッファリングを用いることなく、カスケードされた第2のRC回路は信号を取り込み、且つ信号の一部を第1のRC回路に反射して戻し、この両方の影響によりフィルタの時間定数が離れる傾向となる。
10 時間定数の間隔を減少させる設計に役立つ2つの一般的なガイドラインは、他の設計上の制限内で抵抗243の抵抗値が高くRC回路を減結合する傾向がある場合の設計、及びキャパシタ242の出力電圧が出力によって取り込まれて、反射されて戻ることができる信号を減少させる傾向がある場合の設計を選択することである。回路内のRCフィルタの応答についての完全な方程式を立てて、これらの方程式の評価を設計選択の判断に使用することは賢明である。フィルタ処理の時間定数は、選ばれた励振周波数で所望の位相シフトを達成するように選ばれるべきである。AC結合キャパシタ245(例えば0.05μf)はDC電流をブロックするので、回路のこの点でDCバイアス源から励振が分離されることになる。励振中の高い周波数成分を減衰させ、これによりAC励振信号中の高い周波数成分に起因する位相応答の非直線性が最小限に抑えられるため、及び位相比較器12における動作範囲の所望の中心配置を確立するための位相シフトを提供するために上述のフィルタが組み込まれる。高い周波数成分を減衰させることにより、フィルタがAC励振を正弦波信号に近づけるよう機能する。
20

【0055】

信号229は、マイクロコントローラ1によって生成されたパルス幅変調信号であり、選択された検出素子のLC回路の磁界検出インダクタ(130、134、138)に対してDCバイアス電流レベルを設定するためのバイアス回路6への入力として使用される。良好に調整された電源電圧、又は任意選択的に、電源電圧にほぼ等しいとすることができる別個の安定基準電圧は、ノード212及び220、並びに回路の論理素子1、7、230、及び249に供給される。この回路では、5ボルトの電源電圧及び基準電圧が想定されている。反転又は非反転の何れかとすることができるバッファ素子230は、好ましくは出力インピーダンスが小さく、ロー(LOW)に切り換えられたときの負の電圧供給及びハイ(HIGH)に切り換えられたときの正の供給に対する電圧降下が低く安定的であるのが好ましい。ゲートは、出力がハイ(HIGH)状態において基準電圧に極めて近接して切り換えられるように安定的な基準電圧によって供給されるべきである。従って、バッファ素子230に結合されている抵抗233(例えば49.9k、1%)への入力は、PWM出力229によって供給される実質的なデューティサイクルで5ボルトと接地の間でデューティサイクル駆動される。抵抗226及び228(例えば600k、1%、及び200k、1%)は、分圧器及び中心に対する負荷を形成し、PWM回路の出力範囲を約0.5乃至3.5ボルトに制限する。バッファ増幅器239(例えば部品番号TLC084)は、PWM出力の2極フィルタ内でアクティプ素子として働き、フィルタ処理されたPWM出力をバッファリングし、加算抵抗128を通して増幅器141の加算入力にバイアスを供給する。バッファ増幅器239の反転入力は、バッファ増幅器239の出力に帰還され、また、バッファ230からキャパシタ235(例えば0.033μf)を介して抵抗233の反対側に結合される。バッファ増幅器239の非反転入力はまた、抵抗236(例えば49.9k、1%)を介して抵抗233の同じ端部に結合される。バッファ増幅器239の非反転入力はまた、電圧分割抵抗226及び228の間の端子に結合され、また、キャパシタ238(例えば0.033μf)を介して接地に結合される。
30

【0056】

抵抗221及び223(例えばそれぞれ1.5k、1%、及び1.0k、1%)に
50

よって形成された別の分圧器は、増幅器 141 に対する 2 ボルトの動作基準を与える。これは、0.5 ボルトにおける測定可能なシンク電流及び 3.5 ボルトにおける測定可能なソース電流に対する一般的な機能を有する増幅器の動作のほぼ中心にあり、これにより回路の駆動信号に対して ±1.5 ボルトの、一般的な動作範囲を与えることができる。アナログスイッチの端子間電圧降下及び共振時の A C 電圧は、要求される駆動電圧範囲を演算増幅器の駆動能力範囲内に保持し、飽和による読み出し精度の低下が生じないようにするために設計を選択することにより慎重に制御しなければならない。

【0057】

位相比較器 12 は、信号 214 が印加されたクロック端子と、周波数源のフリップフロップ 7 の出力に結合されたりセッタ端子とを有するフリップフロップ 249（例えば部品番号 74HC74）を含む。位相シフトが予測された測定可能な範囲内にある場合、位相検出器 11 からの信号 214 の立ち上がりが発生すると共に、周波数源のフリップフロップ 7 からの出力 206 はハイ（high）であるので、フリップフロップ 249 はリセットされず、信号 214 の立ち上がりによって位相比較器のフリップフロップ 249 の出力 209 をクロック制御する。この出力は、周波数源 7 からの信号 206 がロー（low）になり、フリップフロップ 249 をリセットすることによってその出力がロー（low）になるまで、ハイ（high）を保持する。従って、位相比較器のフリップフロップ 249 からのハイ（high）信号の持続時間は、分周信号 206 の位相と必要に応じて測定される応答 214 の位相との位相差によって制御される。抵抗 247、254、251、及び 252、並びにキャパシタ 211 及び 246 は、演算増幅器 250（例えば TLC084）と共に、デューティサイクルの位相検出器出力を平均するための 2 極フィルタを形成する。抵抗 254（例えば 11.5 kΩ、1%）は、フリップフロップ 249 の出力に結合されて信号 209 を受け取るようにする。抵抗 254 の別の端部は、抵抗 247（例えば 11.5 kΩ、1%）と、キャパシタ 211（例えば 0.01 μF）を介して増幅器 250 の出力との両方に結合される。抵抗 254 と反対側の抵抗 247 の端部は、キャパシタ 246（例えば 0.01 μF）を介して接地に結合され、また、増幅器 250 の非反転入力にも結合されている。従って、フィルタ処理された信号 207 は、増幅器 250 の非反転入力に供給される。

【0058】

増幅器 250 と、入力抵抗 251 及び帰還抵抗 252（例えばそれぞれ 48.7 kΩ、1%、ヒューズ 44.2 kΩ、1%）とを備えた非反転演算増幅器回路は、入力信号 207 をバッファリングし、フィルタ処理して増幅された位相測定信号 5 を出力するためのゲインを与え、この位相測定信号 5 は、マイクロコントローラ 1 に設けられたアナログ / デジタル（A/D）コンバータに入力される。任意の数の位相弁別器を用いることができる。例えば、D 型フリップフロップ 249 の代わりに、ゲート又はセット / リセットフリップフロップを使用するよう回路を構成することができる。

【0059】

進行方向指示装置 15 は、車両の進行方向を可視的に表示する表示装置として構成することができる。このような表示装置は、同一出願人による米国特許第 6,346,698 号に開示された形式の英数字表示装置として構成することができる。或いは、同一出願人による米国特許第 6,356,376 号に開示されたようなグラフィカルコンパス表示装置を用いてもよい。進行方向指示装置 15 は、上述の米国特許第 6,356,376 号で開示されたのと同様の方法で、バックミラー組立体 500（図 11）に組み込まれるのが好ましい。或いは進行方向指示装置は、車両の天井又はバックミラー組立体の近傍の車両のフロントガラスの何れかに取り付けられたオーバーヘッドコンソールに組み込むか、車両のインストルメントパネル、又は他の何らかの車両付属品又は車両内の他の場所に組み込むことができる。進行方向指示装置は、また、車両のナビゲーションシステムの表示装置の機能的構成要素とすることができる。

【0060】

また、進行方向指示装置 15 は、車両の操作者に車両の進行方向情報を提供するための

10

20

30

40

50

代替機構又は追加機構として、車両の進行方向の音声指示を提供することも可能である。このような音声指示装置は、車両の進行方向に関する音声メッセージを生成するための音声合成装置及びスピーカを含むことができる。この点に関しては、マイクロフォンと音声認識回路とを同様に組み込んで、マイクロコントローラが車両の運転者からの音声指示メッセージに応答して音声による車両進行方向指示を生成することができるようになることが有利である。マイクロフォン、音声認識システム、音声合成装置、及び任意選択的なスピーカを組み込んだバックミラー組立体の実施例が、米国特許出願公開番号 U S 2 0 0 2 - 0 0 3 2 5 1 0 A 1 で開示されている。上述の特許出願で言及されているように、スピーカは、バックミラー組立又は他の何らかの車両構成部品に備えられた専用のスピーカではなく、車両の既存のオーディオシステムのスピーカとすることができます。

10

【0061】

図7は、マイクロコントローラからの基準周波数203、50%デューティサイクル励振周波数206、及びフィルタ処理され位相シフトされた励振信号255の波形を示す。曲線214a、214b、及び214cは、位相検出器11の出力214の代表的な波形であり、曲線209a、209b、及び209cは、位相比較器12の出力209の代表的な波形である。「a」の波形は、図5の457又は458で示されるバイアス条件に関するものである。「b」の波形は、図5の点457の上方の曲線部分452上の点、又は点458の上方の曲線部分454上の点について示されたバイアス条件に関するものである。「c」の波形は、図5の点457の下方の曲線部分452上の点、又は点458の下方の曲線部分454上の点について示されたバイアス条件に関するものである。排他的論理和ゲート又は他の形式の位相比較器を容易に使用することができる。選択されたものは、リップフロップが利用可能であり、360度の範囲のうちの使用されない180度に対して出力が0に維持されることに起因して使用された。

20

【0062】

現代の車両では、車両内の水平位置及び/又は基準方位からのセンサの傾斜、並びにユーザ始動の較正シーケンスからの入力を表示するGPSユニット、ジャイロスコープ、及び特定装置が利用可能であり、車両の方向を決定するのに有用とすることができる。ユーザ始動の較正シーケンスでの入力は、典型的には、コンパスが使用されることになる場所での磁北からの真北の偏差の表示を含む。GPS方向情報が利用可能である場合、この情報は、磁北と真北との差異並びに方向指示における他のシステム誤差を補正する較正オフセットを導入するのに使用することができる。また、方向の変化に対してGPSの読み出し値から得られる方向情報よりも迅速に応答でき、GPS信号が失われた場合でも依然として利用可能とすることができるコンパスの方向情報は、車両の指向性のある方向の簡易表示に対してナビゲーション制御又は追従制御を代替として使用するか又は追加する目的で、GPS又はジャイロスコープの読み出し値を増強するのに使用することができる。GPS情報を利用し、GPSアンテナと受信器回路をバックミラー組立体内に組み込んだコンパスシステムの実施例が、米国特許第6,407,712号で開示されている。ミラー自体をも収納するバックミラー組立体のハウジング内に磁力計センサが収納される場合には、同一出願人による米国特許第6,023,229号及び第6,140,933号で開示された形式の傾斜センサを実装するのが望ましい。

30

【0063】

車両内には補償されなければならない多くの硬磁性及び軟磁性の磁気効果がある。エンジン及び車両の構造における鉄による影響に加えて、多くの場合DCモータの強力な磁石が強い影響を及ぼすので、車両がもたらす妨害磁界を補正する機能を設けるのが望ましいことが多い、この妨害磁界は、地磁気の通常の水平成分よりも桁違いに大きい。最も強い妨害磁界（通常は車両寿命までもの長い期間にわたり残存し、全体としては弱い磁界であるが、自動較正アルゴリズムが複雑になる程度に十分強い）をもたらす発生源は、空調装置のクラッチソレノイド、ウインドデフォッガ、ウインドシールドワイパ、及びプロアモータといった多くの付属品の過渡的動作によって生じる。地磁気の水平成分は、アラスカを除く米国本土では通常±0.2ガウスの範囲内であり、アラスカではおよそその半分

40

50

である。更に、インダクタをその位相応答が基準条件に近づくようにバイアスするのに必要とされる合成磁界は、磁界等価量が例えば ± 4 ガウスのバイアスレベルを必要となる場合がある。適切に動作させるためには、これらのバイアスレベルを車両の成分と地磁気成分とに代数的に加算して、バイアス回路の動作に必要とされる範囲を地磁気単独での通常の水平方向成分のバランスに必要とされる範囲の30倍よりも大きくしなければならない。これにより地磁気測定のフルスケールは、回路が供給しなければならないバイアス電流の等価磁界強度の範囲の、例えば3.3パーセント以下となる。更に、より大きなバイアス電流を必要とする高い磁界では、消磁又は少なくとも事前調整シーケンスを行って反復可能な信頼性のある動作の状態にセンサコアを予め調整するために、交番する方向の各々で比較的可飽和にする磁界レベルで始まり引き続き低い磁気駆動のサイクルにより継続する交番する磁界方向のスケジュールによって磁気コアを体系的にサイクル動作できるよう 10 にするのが望ましい場合がある。任意選択的に、必要であれば、消磁の目的で別個の切り換える可能な可逆性の発生源を使用してもよい。上述のことに基づくコアの磁気材料は知られていないが、Honeywell Corporation から入手可能な Metglas 2605 又は 2705 材料の変形物と考えられる。周囲磁界を相殺し且つ磁界検出インダクタのコア内金属をバイアスするために、本発明で実施しているように可変磁束範囲の比較的狭い部分に対して可変バイアス電流を使用すると、コア内の磁界レベルの変化に起因して、コアの可変インダクタンスの広い範囲にわたる直線応答性に対する必要性が、排除できないまでも低減される。代替材料として、Metglas 2714A のアニールされたもの（特に軸方向又は恐らくは横方向磁界でアニールされたもの）などを使用することができ、これは、図 6 に共振周波数対軸方向整合磁界強度の曲線 601 に示されている。比較のため、図 6 はまた曲線 602 を示しており、これは同様のコイル及び回路であるが図 5 のグラフで使用された材料のコアを用いた対応する曲線である。曲線 602 の材料において等価動作点に到達するには約 2.3 ミリアンペアが必要であるのに比べ、曲線 601 の材料では良好な動作バイアスレベルに到達するにはより低い約 1.3 ミリアンペアのバイアス電流であり、これにより、曲線 601 の材料は少なくとも低いバイアス電流基準に適合するより良好な選択となる。

【0064】

比較的廉価な磁力計に関する現在の技術においては、典型的には磁界強度を表すのに動作周波数が使用され、サイクル周期は通常、しきい値検出によって決定されるサイクルの持続時間と共に、抵抗 × インダクタンス時間定数の応答に基づいており、LC 共振に基づくものではない。典型的なサイクルにおいては、コアは、典型的には磁界動作範囲の拡張部分にわたり、典型的にはある方向でかなりの可飽和状態にまで駆動される。例えば、今日最も一般的に車両用に使用される RL インダクタンス回路は、 ± 2.5 ガウス（マイナスからプラスまでの範囲で 5 ガウス）の公称範囲を超える測定においておよそ 9 ガウスに相当するサイクル当たりの磁束偏位を使用する。本発明の好適な回路は、従来の回路の 1/5 より小さいサイクル当たりの公称上磁束偏位を使用する。すなわち、これらは通常、ピーク対ピークで 2 ガウス未満であり、6 ガウス（ ± 3 ガウス）測定範囲よりもはるかに小さい。一般に、1 つ又は 2 つのバイアス設定でフル入力範囲を測定しようとする従来の回路は、駆動磁束と測定されるべき磁束との和がコア材料の応答の有効範囲を超えるサイクル当たりの偏位を使用しなければならない。これは一般に、測定されるべきマイナスからプラスまでの合計磁束範囲に少なくとも等しいサイクル当たりのピーク対ピーク磁束偏位を必要とする。通常は、2 つの動作曲線の一方又は他方に向かうバイアス動作に対して固定バイアスが適用される。バイアス効果は、ある切り換え形式により可逆性である場合が多く、その結果、飽和曲線の両側を選択することができるが、コアの可変透磁性に起因するインダクタンス変化を使用するユニットでは、バイアスの大きさは、通常それぞれの方向で固定されており、特に、本発明の好適な実施形態の場合と同様、大きな較正された 2 方向性範囲にわたって 2 つより多いステップにおいては可変ではない。

【0065】

方向の向きを決定する機能においておおよそ 1 度の解像度を有することは一般に望まし 50

いが必須ではない。通常は、ステップ当たり 45 度の 8 点コンパス表示装置が使用されるので、通常精度をほぼこの高水準にする必要はないが、しかしながら、車両磁界の影響を地磁気から分離する計算により、測定値の精度が全体的に有利に向上する。上述の実施例において、コイルの選択された動作点におけるプラス又はマイナス 4 ガウスの要求バイアスと、ほぼプラス又はマイナス 2 ガウスの追加された妨害磁界に関しては、方向の読み出し解像度の 1 度の解像度に一般に対応するために、全体のプラス又はマイナス範囲にわたるバイアス電流の設定において、3400 の中の 1 つの部分に反復性が要求される。好適な動作バイアスにおけるバイアス要求がはるかに低いコアを使用する場合、これは、約 1200 の中のほぼ 3 つ乃至約 1 つの部分にだけに低減することができる。2714 A 材料は、必要とされるバイアスが少なくてよいことから、上述の実施例におけるコア材料として使用するために回路が最適化された場合には、2400 のうちの約 1 つの部分に反復性が要求されることになる。別の選択肢としては、コア内の正又は負の合成バイアス磁界における動作を中心にして置くことが必要とされるバイアスの大きく且つ安定したプラス又はマイナスのステップを提供するために切り換えられる別個の 2 つの状態のバイアス回路を設けることである。次いで、複数ステップ又は連続的な可変バイアス源を使用して、選択された動作点でバイアスレベルを調整する。上述の実施例で動作バイアスを選択する大きなプラス又はマイナス 4 ガウスのステップは、1 度の解像度に対応するために、2400 のうちの 1 つの部分よりも良好な安定性と反復性を要求する。2 つの範囲の各々のバイアス電流を調整する D A コンバータは、1 度の解像度を達成するために設定の安定性と 1200 のうちの約 1 つの部分の反復性とを有するべきである。本明細書及び恐らくはまた他の大部分の最新技術の実施例に関して、相対的な安定性及びプラス又はマイナスのバイアス電流レベルの反復性は、測定可能な磁界の最少増分と比較して、これらがバイアス磁界において生成する全シフトの大きさに比例して全体の精度に影響を与える傾向がある点に留意すべきである。従って、適正な動作のためのより低いバイアスと、この材料の使用に付随する直線動作範囲の低下といった副次的な影響を許容する回路とを必要とする磁気コア材料は、一般により堅牢で、より精密で、より許容感度が低い回路をもたらす。測定されることになる磁界の範囲が、相対する動作バイアスレベル間の分散よりも大きい場合には、装置はまた、2 点のうちの何れが現在の動作点であるかを判断しなければならない。本発明の実施形態は、縮小された直線範囲を備え、及び同じ位相応答をもたらす 2 つの可能な回路入力間の正確な識別を適切に処理する機能を備えて動作する要件に適合するものである。何れのバイアス点が接近しているかを判断するために、バイアスの増分の変化を所与の方向で適用することができ、ある方向に合成磁界がある第 1 の特定の動作点において位相は常に増加し、反対の方向に合成磁界がある他の動作点においては常に減少することになる。この事実に基づくチェックにより、2 つのバイアス点の何れが接近しているかを判断するための簡単な方法が提供される。

【 0066 】

読み出し値を求めるためにバイアス電流単独での変動及びバランスを使用しながら、方向測定における約 1 度の解像度を達成するには、バイアス電流レベルを設定するのに使用される D A 変換において 11 から 12 ビット程度に基づく増分解像度を必要とする。この増分精度は、他の点では本用途に好適な 8 ビットのマイクロコントローラと共に容易に利用可能である D A コンバータの 8 ビットの増分精度をかなり上回る。8 ビットパルス幅変調 D A コンバータは、多くの低価格マイクロコントローラで利用可能であり、特定用途向け集積回路内に容易に実装することができる。これらの D A コンバータでは、パルス幅変調出力のデューティサイクルは、通常は非常に高速であるマイクロコントローラのクロックの短期間安定性に主として依存し、その結果、出力のデューティサイクル制御される切り換えのアナログ品質が高度であることにより、平均出力レベルの各々の精度は、コンバータの 256 ステップ増分解像度よりもはるかに高いものとすることができます。位相測定はまず、L C 回路の出力位相応答が目標基準レベル（すなわち目標出力範囲内）に許容可能に近接しているようバイアス電流が調整されていることを示すのに使用される。適切な解像度のバイアス電流発生装置を有する本発明の幾つかの用途では、これが位相検出器に

必要とされる全てとすることができます。しかしながら、実施例で示されたように、通常は、より高い解像度の D A コンバータが必要とされるので、低コストのマイクロコントローラでは使用できず、また、要求される設定精度に到達するには非常に扱いにくく、恐らくは許容できないほど遅い反復シーケンスを必要とする可能性がある。 A C 電源ライン周波数における磁界にかなり高いレベルの振動が存在することを考慮する場合には、これは特に明らかとなる。更に、低コストの D A コンバータのパルス幅変調出力の適切なフィルタ処理は、連続近似手法を使用できるようにするために設定時間の迅速化に対する要件と結びつくと深刻な問題を生じる可能性がある。目標基準値から出力位相の偏差を測定し、コイルを基準条件にするバイアス電流を計算するために測定において実際に供給されたバイアス電流に対して適切な補正を計算して適用する、上記で詳細に説明した手順は、 D A コンバータに要求される解像度のステップ数を大幅に減らし、目標値に十分に近いバイアス電流設定を達成する反復プロセスを大幅に促進すると共に、更に付加サンプリング及びデジタルフィルタ処理機能を提供することができる。上述のように、望ましい形式の位相測定回路は、駆動信号の位相に対して適切に選択され好ましくは固定された位相角度を有する基準位相と L C の出力応答位相を比較するものである。出力がレール毎に切り換えられるデジタル位相比較回路の出力電圧は、 R C 回路によって簡単に平均することができ、駆動基準と L C 回路の応答との位相関係を示す電圧を発生させる。駆動周波数からの共振周波数の偏差の関数としての出力応答位相の勾配は、 L C 回路の Q 値にほぼ比例する。 Q は更に、インダクタ巻線の感温ワイヤーの抵抗に部分的に依存する。回路を表す位相の測定された出力の増分とバイアス電流の等価増分との間の必要とされる変換関係の確立の問題に対する優れた解決策は以下の通りである。測定される磁界が比較的安定している期間中は、まず、 L C 回路の位相が許容可能なように基準値、好ましくは基準値の一方側に近接するようにバイアス電流を調整する。次いで、注意深く、好ましくは平均された位相応答の読み出し値が取得される。次に、既知の数のステップによってバイアス電流が調整され、これにより位相は、尚も基準値に許容可能に近接し、好ましくは基準値の他方側に近接する。次いで、位相角度の第 2 の測定値が取得される。次に、変換係数は、位相シフトからバイアス電流まで計算され、 2 つの連続する読み出し値における位相角度測定値の対応する差と連続する読み出し値に加えられたバイアス電流の差との割合を取ることによって、位相増分から等価バイアス電流増分へと変換される。このプロセスは、コイル温度の変化によって生じる位相応答の変化を許容可能に追跡するのに十分なほど繰り返すことができる。本発明を実施するための任意的な方法は、位相対バイアス電流の 2 つの測定値を、好ましくは各測定値が基準位相値に近接しその両側にある状態で取得することであり、且つ従来の補間法を使用して基準位相出力値におけるバイアスを計算することである。誤った又はノイズのある読み出し値の導入を最小限にするために、予測される範囲内にない値は除外するのが好ましい。

【 0067 】

パルス幅変調バイアス発生装置回路の出力のリップルによって生じる位相のジッタは、上に概略的に述べた位相検出回路のフィルタ処理の第 2 ステージによって低減することができる。このバイアス電流に要求される高精度に関しては、回路のパルス幅デューティサイクルに大きな増分変化がある場合には、フィルタのロールオフ周波数によって分割された、ラジアン / 秒で示す例えば 10 の整定時間を適切とすることができます。位相応答はバイアス設定に大きく依存するので、バイアス電流は、位相回路に対する整定が実際に始まる前に適度に良く整定する必要がある。例えば、パルス幅変調バイアス電流発生装置の設定に関しては、フィルタ処理ロールオフ周波数が、パルス幅変調装置出力のリップルの十分な減衰をもたらす程十分に低いことが望ましく、位相検出器出力に関しては、ロールオフが位相検出器出力のリップルをフィルタ処理し、恐らくは同様にバイアス電流中の大きくはない残留リップルに起因するリップルもフィルタ処理することが望ましい。パルス幅変調出力の約 7 kHz の反復速度に関しては、好ましくは仮想極を有するが高減衰性を有する、例えばベッセル (Bessel) フィルタ設計で約 160 Hz のロールオフコーナーを有するような 2 極低域通過フィルタが良好に機能する。このようなフィルタは、大き

な設定変更に続いて必要とされる高精度に整定するために概略 10 ミリ秒を必要とする。正確な減衰係数は重要ではないが、例えば、ベッセル設計よりも減衰が低いバターワース (Butterworth) 設計では、リングインにより必要な整定時間が概略 25 パーセントだけ増大する。減衰は、バターワースフィルタによって示される範囲よりも大きい範囲にあるのが好ましい。位相弁別器用フィルタはまた、同様の形式及び減衰係数であるのが好ましいが、60 kHz 範囲のパルス出力を有しており、例えば、ロールオフ周波数の範囲が 1.5 kHz であり、必要な追加の整定時間が数ミリ秒で、バイアス電流回路を整定するために必要な時間を超えるのが適切である。フィルタは、実施例で概略説明されたものよりも複雑となる可能性があり、より複雑なフィルタの整定時間に対して拡張された同様の議論は本発明の一部と考えられる。既知のフィルタ応答及び DA 設定の既知の増分により、オーバードライブ信号における出力をほぼその所望の値にする振幅と持続時間とを計算して適用することが可能であり、また望ましい。計算が正確である場合には、PWM 出力値は、オーバードライブされた設定が適用される計算期間の終わりにおける所望の値に極めて近接するはずである。この点で PWM 設定は所望の設定値に変更されるべきであり、この値は既に所望の値に近接していることから、所望の精度への整定は、はるかに速いはずである。この手法は、DA コンバータの整定時間を実質的に短縮するのに使用することができる。

【0068】

8 ビットの AD コンバータは一般に、標準機能として又は低コストマイクロコントローラに対して適正コストで利用可能である。このような AD コンバータは、位相測定プロセスに適切なはずである。このような AD コンバータの多くは、収集速度及び変換速度が比較的高く、その結果、位相読み出し値の複数サンプルを取得し、許容できないノイズレベルの読み出し値を選別して除外し、平均して読み出し値の全体のノイズを低減することができる。平均化の手法を使用することに加え、1 組の読み出し値の散乱及び他の種々の特性を評価する機能は、本発明の有用な任意選択の部分である。その理由は、コンパス用途の場合は、現在の読み出し値を保持するか、又はノイズが多く誤っている可能性がある結果を呈示するよりも、読み出し値をブランクにする方がよい場合が多いためである。また、保存された較正データを変更しないこと、又は、これ以外では有効であることが推定されるノイズのあるデータに基づいて較正プロセスに反映させる決定を行うことも有利である。AD コンバータの機能の内であるが実質的に任意の速度でフィルタ処理された位相検出器出力をサンプリングする機能、及び制御プロセスの全体の構成に適合する任意の持続時間で該出力を同様にサンプリングする機能は、本発明の一部と見なされる可能性を開くものであり、例えば、電源ライン周波数の 1 サイクル全体にわたって取得されたサンプルの整数を平均して、電源ライン 1 サイクルにわたる信号の効果的な統合をもたらし、これにより、AC 電源システムの電流及び磁界成分によって生じる測定された磁界のリップルを極めて高度に除外することができる。

【0069】

較正は、最適なバイアス点がどこにあるかを確定するプロセスである。バイアス点に対する目標は、LC タンク回路の共振動作点を位相対磁界曲線の直線範囲の中心に集めることである。これらの点は、種々の方法を用いて見つけることができ、例えばその 1 つは、1 つの末端から他の末端へのバイアスの掃引と、各バイアス増分の結果として得られた位相シフトの記録とを含む。この測定値セットの A/D 値の最大値及び最小値の平均と、初期較正バイアス値として使用される対応する PWM バイアス値を計算することができる。バイアス曲線の実施例のグラフが図 10 に示される。

【0070】

図 10 では、ほぼ 0 から 255 までの全スパンはバイアスに対する調整の全範囲を表す。水平線 601 は曲線 600 の最大及び最小 A/D 値の平均を表す。これが目標 A/D 値である。垂直線 602 及び 603 は、曲線 600 と線 601 の交点を通って引かれ、目標 A/D 値 601 に対応する 2 つの可能な PWM バイアス値を示す。これらの PWM バイアス点は、後続の測定のための初期動作点として使用される。バイアスは、2 つの目標範囲

10

20

30

40

50

のうちの選択された 1 つの範囲内の応答を得るために設定され、それぞれの目標値は、バイアス設定、回路出力、及び目標範囲の出力対バイアス曲線の勾配に基づいて計算される。曲線 600 内の急勾配のために、目標 A / D 値は、バイアス掃引中に取得されたサンプル A / D 値間に位置する傾向がある。結果として得られる A / D 測定値が目標値と等しい PWM 値を計算することによって、バイアス PWM 値を補間するのが望ましい。補間は、曲線の左側と右側の勾配間の測定値の対称を維持することが望ましい。非対称測定値により、温度又は他の内部的又は外部的な影響に起因するどのような誤差をも顕著になる可能性がある。実際、非対称測定値に起因する誤差は、有意ではないと考えられる程度に十分小さく、すなわち、測定及び後続の計算の精度を低下させる種々の理由に対して選択することができ、従ってわずかな非対称性を取り込むことができる。

10

【0071】

図 10 のバイアス PWM 値は全て正であるが、PWM によりコイルに生成される磁界は、曲線の谷の中央に配置された磁界のゼロ点については正か負の何れかとすることができます。バイアス軸を倍率変更し、ゼロ点を谷の中央に置いて、ゼロの左側の全てを負バイアスとし、右側の全てを正バイアスとされることにより、バイアスと磁界との関係を視覚化するのが恐らくはより簡単である。

【0072】

較正中は、平均 A / D 値が、曲線の各勾配におけるこの A / D 値に対応する PWM バイアス値と共に記録される。平均 A / D 値が位置する曲線上の点は、動作点と呼ばれ、後続の測定値において使用される。2 つの動作点（バイアス分散と呼ばれる）の間の距離も記録され、後続の測定値のために使用される。バイアス分散は、解析の目的においては一定と見なすことができるが、試験の結果、感温性であることが示された。バイアス分散の計算と保存により、1 つのバイアス点が別のバイアス点から迅速に計算することができるが、感温性であることは、温度変化に追随するためにはバイアス分散を定期的に再計算すべきであることを示唆している。これは、磁界が現在変化していないことが確定される場合には、平均 A / D 値からの偏差の差異に基づく計算か、又は直接測定を含むことができる。

20

【0073】

図 10 の曲線に戻ると、別の値が記録され、これは、結果として得られる位相出力上にバイアス PWM 値の 1 カウントの差がある影響である。この値は、動作点における曲線の勾配である。検討の結果、曲線の負に向かう部分の勾配と曲線の正に向かう部分の勾配とは、実質的に等しいが符号が反対であり、従って、1 つの部分（例えば負に向かう部分）の勾配の計算だけを行い、正に向かう部分に対しては単に符号を変えるだけが必要であることが示された。この説明の目的において、これ以後は「バイアス勾配」と呼ぶ。システムのどのような非直線性をも低減するために、この値は、上に確立された最適な動作点において取得されたデータから記録される。バイアス勾配は、動作点に最も近い単に 2 つの点から計算することができ、又は、より高い精度が必要な場合は、動作点周辺の幾つかの点の平均値とすることができます。

30

【0074】

要約すると、較正の結果の値は、

40

バイアス分散 (S_B)

初期動作点 (P_{0-} , P_{0+}) (PWM 期間内)

動作点における初期 A / D 値 ($A D_{P0-}$, $A D_{P0+}$)

動作点における初期 PWM 値 (PWM_{P0-} , PWM_{P0+})

バイアス勾配の大きさ (M_B)

である。

【0075】

測定は、PWM を使用して適切な動作点を設定し、電気的過渡事象に要する時間を持機して整定し、当該動作点において 1 つ又はそれ以上の読み出し値を取得するプロセスである。測定値は各動作点において取得され、その結果を代数的に結合して最終的な結果が得

50

られる。P W M バイアス値が固定される場合には、この方法のダイナミックレンジは制限されるが、バイアスの動的な動きにより、ダイナミックレンジは固定バイアスの場合を超えて 1 枠又はそれ以上に拡張されることになる。測定プロセスは、バイアスが前回の測定から得られた推定値に基づいて移動する繰り返しであり、A / D 変換結果は、静磁界における初期較正值に最終的に収束する。A / D 結果がその初期較正值に収束すると、較正中に確立された P W M 値の合計から測定値の取得に使用された P W M 値の合計を減算することによって、磁界を直接読み出すことができる。P W M は、コイルを通る電流を設定し、従ってコイルの磁界を設定するので、P W M の差は、コイル内の磁界を較正された値に駆動して戻すために必要な電流量の直接の測定値であり、従って、較正時の磁界と現在の磁界との差である。

10

【 0 0 7 6 】

A / D 結果を較正值に収束することができる静磁界においては、磁界は、上述のように単に P W M の差を直接使用して測定することができる。しかしながら、移動している車両のコンパスのように、磁界はほとんど静止しておらず、P W M 値だけの使用で足りる点に収束することはほとんどない。また、P W M 設定の解像度は、所望の読み出し解像度を提供できない。この場合は、特定の測定値に対する A / D 値と共に P W M 値を使用することによって十分な精度を得ることができる。この方法では、現在の A / D 測定値と所望の動作点における A / D 値との間の差が計算され、次いでバイアス勾配を乗算する。これにより、現在の P W M 値に加算することができる値が得られ、上述の静的な場合のように直接使用できる補正された P W M 値が得られることになる。A / D 値が直線部分すなわち曲線 6 0 0 の目標範囲 6 0 4 内にある限り、この方法は適切な精度の結果をもたらすことになる。計算された P W M 値は、実際のバイアス点として次の測定の間に使用することができ、これにより、静磁界での収束が可能となり、又は磁界が変化しているときにわずかな遅れで簡単に磁界を追跡する。

20

【 0 0 7 7 】

磁界のステップが大幅に変化する場合、又は磁界の変化が、曲線の直線部分の外側で A / D 値を駆動する程十分急激である場合、アルゴリズムの単純なロジックは、A / D 値が再び直線範囲に入るまでデータの表示を止めることができる。この反復方法は、外側で離れて駆動されている場合でも直線領域に迅速に収束するので、表示データの抑止はこの状態を観測者に対して検出不能にする。

30

【 0 0 7 8 】

最低限の測定では、各バイアス点において、時間間隔を置いて配置され、且つ平均化して A C 電源ライン周波数を除外することができるよう少なくとも 2 つの A / D 読み出し値を含むべきである。

【 0 0 7 9 】

コンパスが較正されたときに存在した同じ磁気条件下で測定値を取得する場合、各軸の周囲磁束を示す値はゼロに極めて近いものとなる。較正された磁界にコンパスを配置すると、当該磁界によって示された絶対標準との相関性が可能となり、生のコンパスの読み出し値に適用することができる倍率セットが得られることになり、標準に対応する結果を得ることができる。しかしながら、この説明の目的において、生のコンパスの値は、これらが磁界に正比例しており、無次元変数 B によって示されるので十分である。

40

【 0 0 8 0 】

測定の第 1 ステップは、バイアス点を設定することである。これは単に P W M を初期動作点の値に設定することによって行われ、すなわち、

負のバイアスの読みに対して

$$P W M^- = P_0^-$$

及び、

正のバイアスの読みに対して

$$P W M^+ = P_0^+ + M_B$$

である。

50

【0081】

PWMがA/Dコンバータの1最下位ビット(1sb)内に整定されると、変数AD⁻及びAD⁺で表現される結果として得られる位相表示を取得するためにA/Dコンバータが読み出される。

【0082】

次に、動作点(A_{D_{P0-}}, A_{D_{P0+}})における初期A/D値が、現在のA/D値から減算される。この差は、理想的には0に向けて駆動されるが、ゼロでない値は、この差をゼロに駆動するために必要なPWM調整量を単に示しており、すなわち、

$$A_{D_{NULL}^-} = A_D^- - A_{D_{P0}}$$

及び

$$A_{D_{NULL}^+} = A_D^+ - A_{D_{P0+}}$$

である。

【0083】

ゼロにするA/D項は、バイアス勾配と乗算されて現在のPWM値に加算されるべきであり、これによりゼロにおけるPWMが取得される。これらの計算されたPWM値はまた、実際のPWM動作点として次の測定中で使用され、すなわち、

$$P_0^- = PWM^- + (A_{D_{NULL}^-} * M_B)$$

及び

$$P_0^+ = PWM^+ - (A_{D_{NULL}^+} * M_B)$$

である。

【0084】

2つの等式の符号の変化に留意されたい。これは、2つのバイアス点における勾配の大きさは等しいが符号が反対であることから必要である。従って、相互関係はこれに適合すべきである。

【0085】

最終の磁界の値は、この測定の間に取得されたPWM値の合計と較正の間に確立されたPWM値との間の差であり、すなわち、

$$B = (P_0^- + P_0^+) - (PWM_{P0^-} + PWM_{P0^+})$$

である。

【0086】

Bはコイルによって見られる磁界を表し、倍率を用いることにより標準的な磁気測定ユニットと直接相關付けることができる。別の注目すべき事実は、Bがバイアスを生成するのに使用されるPWM値と、位相弁別器の出力測定値との組み合わせであることから、依然として高解像度の結果を生成しながらも、これら2つの構成要素の各々に対して高解像度である必要性が大幅に低減されることである。

【0087】

この測定方法は、測定されることになる磁界の変化が、PWMバイアス値を許容可能な範囲に駆動するこの方法の能力を超えない限り、満足できる測定値を生成することになる。典型的な自動車において、測定速度が高く保たれている限りは、旋回により引き起こされる磁界の変化率は、十分にこの方法の範囲内にあるものとなる。1秒当たり5つの測定値であれば、例えば、地磁気内の車両の移動により引き起こされる通常の磁界変化が十分に対象として含まれる。

【0088】

図8は、本発明の第2の実施形態によって構成された磁力計を有するコンパスシステムを示す。この実施形態において、コンパス制御論理ブロック302と、磁界センサ10に対するバイアス電流設定を決定する磁気センサバイアス制御論理ブロック303と、選択されたセンサ10の応答周波数又は応答期間の何れかを定めるセンサ測定回路304とを含むマイクロコントローラ301が提供される。マイクロコントローラは、幾つかの形式の何れか1つとすることができるが、好ましくは設定において高度に反復性のあるバイアス回路306のDAコンバータに設定コマンドを出す。

10

20

30

40

50

【0089】

第2の実施形態のシステムは、好ましくは、出力応答周波数の増分をバイアス電流の近似等価増分に変換し、これらを設定解像度を効果的に向上させるために使用し、目標とする測定可能な飽和状態を確立するために必要とされる正確な値にバイアス電流を設定する必要なしに、良好な読み出し値を取得する機能を有する。ここで、使用されるバイアス電流は、実行される測定値に関して十分に正確に認知される必要があるが、測定用に使用されたバイアス電流及び目標周波数値からの残留周波数の偏差は、目標周波数での動作の直接的な原因となったバイアスレベルを計算するのに使用することができ、読み出しを行うのに使用されるバイアスの設定にある程度の許容範囲をもたらす。

【0090】

この実施形態のバイアス回路又は図3の位相出力の実施形態で使用することができるD Aコンバータの型式には、限定ではないが、パルス幅変調型、ラダー型、デルタシグマ型、又はランプキャパシタ型を含む。位相出力の実施形態に関して説明された解像度に対する同様の必要とされる多くは、本明細書と同様に適用され、両方のシステムにおいて、バイアス電流源に使用されるD Aコンバータに対する整定時間要件が低減されることによって、全体の読み出し速度が増大する。D Aコンバータの出力ステップのサイズの反復性、安定性、及び均一性は、好ましくは、各回路の出力測定値を使用することにより得られる精度に対応し、等価のバイアス設定を計算する。位相出力の実施形態に関して説明された同様の手法の多くは、基準位相からの偏差の代わりに目標出力周波数からの偏差が使用される場合に適用可能であるので、これらの詳細は繰り返して説明されない。

【0091】

図8の検出素子選択装置8、共振センサ10、バイアス回路306、及び駆動回路309は、図3のこれらの構成要素と類似したものである。相違点には以下のものが含まれる。発振器出力回路316の位相安定整形において、発振器出力はクランプされ、経路312を介して帰還されて、共振回路に励振を引き起こし、該共振回路は、この励振に関する共振回路の応答に対して安定した位相角度を実現する周波数での振動を確立し維持する。整形回路316はまた、発振器信号を調整し、これを周波数カウンタ又は周期測定回路304に供給する。更に、整形回路316の位相応答特性は、回路の共振周波数に近い周波数で振動が維持されるのが望ましいが、何れにしても位相の関係が安定して維持されることが望ましい。回路の位相応答ではなく、応答周波数が入力311で読み出される。十分な解像度の読み出し値を可能な限り迅速に取得するのが望ましい。周期タイマーが、例えば100kHzより小さいものとができる発振器周波数ではなく、通常は数メガヘルツのマイクロコントローラのクロック速度又はその近傍で動作することができるため、出力サイクルをカウントするよりも周期を計時する方が最善であることが多い。これは要求解像度にはるかに迅速に対応するカウントを累積するという利点がある。周期の計時においてプリスケーラ回路305を使用して、場合によってはリセット又はイネーブルに応答して、持続時間が発振器サイクルの設定数の持続時間にほぼ等しいパルスを出力することができる。サイクル設定数は、測定に好都合な出力パルスの持続時間の範囲を決定するよう選択される。この実施形態では、別の実施形態と同様に、周波数カウンタ、D Aコンバータ、及びプリスケーラ回路といった機能要素が、マイクロコントローラへの包含、特定用途向け集積回路、又はディスクリート回路を含む幾つかの方法の何れか1つで実施することができる。

【0092】

図9は、自己共振型の磁力計の第2の実施形態の例示的な実施例の回路図であり、図4の第1の実施形態と多くの類似点がある。同じ参照番号の構成要素は、図4の対応部分と同じ機能を有するので、これらの機能は重複して説明されない。図4の回路との主な相違点は、回路316の出力整形及び振幅制限増幅器343の出力344が、駆動回路309の加算抵抗307（例えば100k）を介して、駆動増幅器141の入力に供給されて発振器を形成していることである。整形増幅器343（例えば部品番号TLC084）は、結合キャパシタ346（例えば1000pf）によって駆動増幅器141の出力142

10

20

30

40

50

に結合され、負帰還抵抗 330（例えば 47 k_Ω）はキャパシタ 346 をバイアスし、その結果、出力 344 のデューティサイクルが平均されて増幅器 343 の反転入力における電圧が維持される。増幅回路の構成は、発振器が通電されると発振を開始し、線路 131、135、又は 139 の 1 つがマイクロコントローラ 301 によってハイ（high）に引き上げられて、センサ 10 に取り付けられた LC 共振回路が選択されるようにされる。制限増幅器はまた、発振器の励振と発振器応答間で安定した位相関係を維持するように構成される。これは、検出されるのが望ましい合成磁界のわずかな変化に対する周波数のごくわずかな変化に回路が応答することにより必要となる。比較的小さな Q の自己共振装置では、応答及び駆動周波数間の位相関係の極めてわずかな変化により、測定されることになる信号を隠す大きさの周波数シフトが容易に生じる可能性がある。同様のことが、駆動回路のローディング効果、又は飽和効果、或いは他の非線形性についても言える。これらのこととは、こうした回路機能を注意深く取り扱うことで磁力計の使用可能な解像度が大きく向上するという理由による。第 1 の実施形態と同様に、分圧器抵抗 221 及び 223 は、5 ボルトの基準電源 220 によって通電され、駆動増幅器 141 の非反転入力上で 2 ボルトを維持する。回路 306 の好適に安定した反復可能なバイアス DA コンバータ 310 は、分圧器と基準電源を共用しており、マイクロコントローラ 301 が要求バイアスを供給するように設定されている。バッファ増幅器 239 は、DA コンバータの出力をバッファリングし、抵抗 328（例えば 453_Ω）を介して駆動増幅器 141 にバイアス電流を供給する。抵抗 307 の値は、増幅器 141 が直線範囲内にとどまるように選択される。プリスケーラ回路 305 は、回路の周波数振動の決定に周期計時法が使用される場合に用いるための任意選択的なプリスケーラである。

【0093】

図 4 及び 9 の回路で実施された本発明の幾つかの特徴は以下の通りである。共振 LC 回路が高性能演算増幅器（141）の帰還経路中にあるので、加算抵抗 128 / 328 及び 244 / 307 からの加算入力信号は、電流源モードの並列 LC 回路に正確に供給される。換言すれば、共振回路駆動装置の等価電源インピーダンスは極めて高い。これは大きく負荷することなく並列共振回路を駆動する理想的な方法に近く、従って、この並列共振回路が共振素子として正確に応答することが可能になる。またこのことは、DC バイアス及び AC 駆動信号を正確に反復可能に加算して、これらを回路に供給する良い方法である。共振キャパシタが DC 電流をブロックするので、実質的に供給された全てのバイアス電流は、要求通りに選択された磁界検出インダクタを通って流れれる。増幅器 141 上の追加の良好に動作する負荷は、共振回路に供給される駆動信号に対してほとんど影響を及ぼさないので、駆動増幅器の出力は、発振器応答監視回路を共振回路応答に結合するのには優れた位置にある。DC バイアス電流の経路が必然的に並列共振構成に対して磁界検出誘導要素を通っていることも又、直列共振構成ではなく並列共振構成を選択する要因である。LC 回路の Q は高いことが望ましいが、大きさと経済的な制限により比較的小さな Q で動作することが望ましいものとなる。インダクタンスの変化及び結果として生じる共振周波数の変化は、測定されるのが望ましい磁界のわずかな変化に対して極めてわずかである。位相検出器による位相角度検出のわずかな不安定性が、図 9 の回路の周波数不安定性及び図 4 の回路の位相読み出し誤差を容易に生じさせ、これは測定されるべき磁界に起因する潜在的なインダクタンス変化を遮蔽し、その結果、位相検出器は、位相検出における優れた感度及び短期間安定性を有する必要がある。これらの理由のために、位相検出器は、高品質な比較器、演算増幅器、又は他の高ゲイン増幅器で構成されるのが好ましい。応答振幅を最終的に制限するためにある形態の飽和又はクリッピングが生じる点に対して駆動される大部分の共振回路と異なり、図 4 及び 9 の回路では、共振励振駆動信号の振幅又は大きさが制限され、その結果、共振回路の Q に起因する自然損失は、好ましくは、共振回路応答が駆動増幅器の直線範囲、非飽和範囲、及び非クリッピング範囲を維持するように共振回路応答を制限する。

【0094】

図 4 及び 9 の簡略化された回路図では、電源装置、電源と接地の接続部、及び集積回路

10

20

30

40

50

装置のバイパスキャパシタなどの詳細を説明していない。各回路では、例えば5ボルト電源電圧の安定化電源が想定されている。最終の読み出し値を取得するために2つのバイアス設定値を平均する場合には、結果の一部を部分的に相殺することから、個々の磁界強度値を決定するのに使用される読み出し値のシーケンスの持続時間を扱うような特に高い短時間安定性の電源を有するのが望ましい。任意選択的に、回路の電圧感受性の部分に通電するために個別の基準電源を使用することもできる。装置のピンの割当、及び比較器215の出力段におけるエミッタの回路接地への接続などの詳細記述のために、当業者であれば構成要素のデータシートを参照することは想定される。また、適切なバイパスキャパシタを追加すること、並びに必要な静電放電(ESD)保護及び他の設計上の詳細を適切に処理することも想定される。より高い電圧(例えば24ボルト又はそれ以上)のバッテリを有する車両用の好適な電源は、米国特許第6,262,831号で開示されている。10

【0095】

図5において、曲線400は、バイアス電流及び/又は等価軸方向整合外部磁界に対する並列LC回路の共振周波数応答である。曲線のベースとなるデータを生成するために、図9と同様の共振駆動回路が使用された。曲線450は、約67kHzの一定周波数で駆動され、外部磁界及び/又は図のバイアスを受ける同様のLC回路の相対的位相応答を示している。水平軸414は外部磁界の軸方向整合成分を示し、該成分はゼロバイアス時に示されるLC回路の応答をもたらす。水平軸415はコイルバイアス電流を示し、これは磁界検出コイルが軸方向整合方向でゼロ磁界強度の外部磁界に配置されたときに示される応答をもたらす。約1800ミリガウス/ミリアンペアの変換定数は、バイアス電流を図3の説明で参照された等価磁界強度に変換するための定数に近似しており、図5のデータが取得されたLC結合に適用する。軸415上に示される値にこの定数を乗算すると、軸414上のミリガウス値にはほぼ等しくなる。軸427上の値はバイアス電流を示し、これは、コイルが約1330ミリガウスの軸方向整合磁界強度である外部磁界中にあるときに示される応答をもたらす。20

【0096】

曲線400は、共振周波数が最も低く最大のインダクタンスを示す区分411を中心間に有する。これは、磁界強度又はバイアス電流の変動を伴う周波数変化が最も大きく、且つ最も高い直線性を有する2つの対称な部分405と425とによって境界付けられる。曲線の勾配が大きい範囲のほぼ中心に配置され、点424と429で交差する直線406は、以下により詳細に説明するように、好適な動作レベルである。曲線のほぼ対称的な部分403及び426では、コアが強制的に深く飽和され、共振周波数対磁界又はバイアスレベルの曲線は、低勾配で非直線性である。30

【0097】

図9の周波数ベースの回路動作において、例えば、線406で示される67kHzの目標周波数は、マイクロコントローラのプログラムによって選択され、次にバイアス電流が2つの点429又は424の1つ、例えば429での動作に接近するよう調整される。好適には、プロセスは、点429に近づけた前回の測定により確立されたバイアスで始まり、次に、必要であれば、幾つかの連続するバイアス電流が点429における67kHzの周波数に近づくよう連続的に試みることができる。予測される値が初期のバイアス設定を利用可能でない場合、ゼロに近いバイアスで始めて低共振周波数である範囲411を見つけだすのが望ましく、これは2つの範囲403及び426が高い共振周波数であるのとは異なり、こうした低共振周波数の範囲は1つしかないためである。1つが範囲411にあることが分かると、バイアス電流が減少すると点429に接近し、増加すると、点424に接近する。上記で方向を示す用語は大きさではなく符号付きの値を意味する。目標動作点429に接近すると、例えば、バイアス設定が点408で行われ、周波数407が測定される結果となることができる。通常、基準では点429に近づける近似を要求するが、ここでは、例証の目的で便宜上408とする点に留意されたい。また、曲線405の測定された勾配を用いて、目標動作点に近づけるために要求される反復回数を低減するために必要なバイアス調整を計算することができることも留意すべきである。目標周波数応答を4050

もたらすバイアス電流は、後続の計算で使用される。バイアス電流を設定するための機構が、必要な解像度を有している場合、目標周波数応答をもたらすバイアス電流を設定して周波数応答を確認することができるが、一般には、接近したバイアス設定で測定された周波数応答を用い、及び、周波数対バイアス電流曲線の測定された勾配又は予め定められた勾配を用いて、バイアスが測定された1つ又は複数の点から外挿して目標周波数でのバイアスを計算するのが好ましい。点408は、曲線400の適度な直線範囲405にあり、曲線のこの部分の勾配が予め決定されているか、又は測定されてマイクロコントローラに記録されていることが想定される。マイクロコントローラは、曲線405の勾配と共に、点408の測定された周波数と406における目標周波数との間の差を使用して、増分410の符号付き長さを計算する。図では負の符号のこの長さは、点408でバイアス電流に加算され、406の67kHz目標周波数においてコイルを点429で動作させるバイアス416を近似的に予測する。本発明を実施する任意選択的な方法は、2つ以上のバイアス設定での周波数測定値を使用すること、及び目標出力周波数をもたらすバイアスを計算するために幾つかの内挿又は外挿手法の何れかを使用することである

【0098】

次に、67kHz動作周波数における動作の別の点である点424で動作させるのに必要なバイアス電流を測定するのが好ましい。点429から点424までの距離430で示されるバイアス電流の差は、ほぼ一定を保たなければならないが、幾分温度依存性があり、好ましくは、マイクロコントローラによって記録されて定期的に更新され、その結果、温度に起因する可能性のあるようなシフトが追跡されることになる。この符号付きの値は、点429において測定されたばかりのバイアスに加算され、点424における動作バイアスを求めるためにシーケンスの第1の試みに対するバイアス電流を求めることができる。次に、測定された周波数と点429において動作バイアスを測定するのに使用された目標周波数との間の差を補正することになる、同様の試みのシーケンスとバイアス電流の増分の同様の計算は、点424における動作バイアスを求めるのに使用されるのが好ましい。ここで、425での曲線の勾配は、405での曲線の勾配の負の値である。

【0099】

次に、点429及び424で測定された符号付きのバイアス電流値の平均を計算するのが好ましい。これは平均バイアス測定値と呼ばれる。以下に説明されるように、平均バイアス測定値によって生成される磁界は、外部磁界の軸方向整合成分と加算されたときに、ほぼゼロ磁束値となる磁界にほぼ等しい。換言すれば、外部磁界の軸方向整合成分の値は、バイアス電流を等価磁界強度に変換するための変換定数を乗算した平均バイアス測定値の負の値にほぼ等しい。ここで、バイアス電流を等価磁界強度に変換するための定数は、コイルのバイアス電流を等価軸方法整合磁界強度とほぼ等しくさせる値である。

【0100】

第1の例証として、外部磁界の軸方向整合成分がゼロの場合、バイアススケール415が適用され、418における0からの符号付きの距離423と412の合計の2分の1の負数×バイアスから等価磁束までの変換値はほぼ0である。

【0101】

第2の例証として、外部磁界の軸方向整合成分が1330ミリガウスの場合を考える。この場合、バイアス電流がゼロのときにインダクタの合成磁界は1330ミリガウスなので、スケール上の1330ミリガウスの点で0読み出すようにシフトされたバイアススケール427は、使用に好適なものである。次に、このシフトされたスケールから読み出すると、平均バイアス電流測定値は、線420の横軸から線421の横軸まで読み出された正の読み出し値422と、線420の横軸から線416の横軸まで読み出された負の読み出し値413との合計の半分に等しい。対称的な曲線400において、このように計算された平均バイアス読み出し値は、線420の横軸から線418の横軸までの距離419の負の数にほぼ等しい。このバイアス電流は、バイアス電流から等価磁界強度に変換されたときに、コイルが配置される外部磁界の軸方向整合成分である1330ミリガウスの負の数である。これは、測定されることになる磁界強度値の負の数である。

10

20

30

40

50

【0102】

出力共振周波数対バイアス電流の勾配は、周波数の測定値を取得し、バイアスを既知の方向にステップさせて、別の周波数の測定値を取得し、且つ共振周波数対バイアスの傾斜の符号を記録することによって、点429又は点424の何れかの近傍で測定することができる。勾配が負の場合、読み出し値は点429の近傍にあり、勾配が正の場合、読み出し値は点424の近傍にある。これは、コイルが駆動されるバイアス電流レベルに最も近い2つの目標動作点の特定の1つを決定し、従って2つの点の測定値のどちらに属することになるかを決定するために、本発明の一部としてとして使用することができる1つの方法である。

【0103】

曲線450は、曲線400の周波数応答グラフに使用される、図9と類似の磁界検出インダクタを備えて動作する場合の図4のような回路の一般的な位相応答を示している。グラフ400のものを除いて、グラフ400と450に関する回路間の動作条件の多くは類似しており、位相検出出力は、好ましくはLC回路の共振条件の位相に極めて近いほぼ一定の値での応答位相に対して励振の位相を維持するために励振周波数を供給するのに使用される。上記の曲線400の詳細な考察で説明されたように、線406と共振動作点429及び424とによって示される定格67kHzの周波数は、磁界強度の測定値に使用するための目標周波数として良好な選択であった。グラフ450のベースとなる図4の回路において、LCセンサ結合を駆動する回路は、幾つかの点を除いて図9のものと機能的に同等である。第1に、位相検出器出力は、コイルを駆動するための励振周波数を発生するには使用されないが、代わりに、位相弁別器に供給され、駆動周波数の位相に対する出力応答の位相を読み出すための機構が提供される。次に、曲線400の共振回路の動作における目標周波数として選択するのに使用される多くの同様の基準によって選ばれた67kHz駆動周波数は、曲線450のベースとなる回路を駆動するほぼ一定の周波数として選択される。次に、曲線450は、図3及び図4の出力を代表的なものである。

【0104】

回路の構成及び動作のための一般的な許容範囲及び設計の考察を行う。LC回路が共振条件で振動しているときの位相出力にほぼ等しくなるように基準位相出力値を選択するのが好ましい。これは、特に、共振回路動作が共振周波数に近接している場合、出力位相は通常Qの変化によって最も影響が少ないとによる。特に動作周波数及び基準位相の選択に影響を与える可能性のある別の問題は、曲線の動作部分が戻される忠実度に対するヒステリシスの影響が、選択された動作部分、回路の周波数バージョンのために選択された基準周波数、駆動周波数及び位相回路に対して選ばれた目標位相、更にコアの事前調整及び読み出し値取得のために使用されるバイアス設定シーケンス、コアの材料、特定のコア材料のために使用されるアニーリングに関して変化することである。ヒステリシスの影響を評価することができ、満足できる動作のために適切な調整が行われた。変化するバイアス又は磁界レベルの戻されたシーケンスに応答する回路からの出力レベルの高解像度のグラフは、このような評価の有用な部分である。

【0105】

曲線450及び400の一般的な形状は、曲線400の範囲403、405、411、425、及び426にそれぞれ対応する、曲線450の範囲451、452、453、454、及び455と同等である。基準位相出力456は目標出力周波数406に対応し、動作点457及び458は、429及び424とそれぞれ対応する。曲線400の代表的な位相出力を有する回路を使用するための一般的な動作手順は、点457及び458で示される基準位相出力値に極めて近接した位相出力を生成する動作バイアス点を配置し、計算又は直接検証によって、目標位相出力レベル456で動作するために必要なバイアスレベルを決定することである。基準位相応答を生成するバイアス電流を決定するために、予め測定された位相対バイアス電流勾配、又は直接の内挿又は外挿、或いは場合によっては他の方法を任意選択的に用いて計算することができる。点457及び458は、曲線450が線456と交差する2つの点である。これは、416及び421における目標バイア

10

20

30

40

50

ス値の位置をもたらし、これら 416 及び 421 は、曲線 400 の目標出力周波数に対して配置されたバイアス値とほぼ一致する。実際には、回路に目標出力周波数で動作させるバイアス値を決定するために説明された全ての方法は、出力位相が出力周波数に対して直接的又は間接的な基準で置換されたとき、及び曲線 450 上の対応する点又は範囲が曲線 400 上の点又は範囲で置換されたときに回路の位相出力バージョンに直接適用される。これらの直接的に類似する機能及び方法は、本発明全体の一部と見なされる。曲線 450 対 400 の全体的な特徴の 1 つは、位相応答曲線のフラットな部分 451 と 455 にあり、幾つかの実施形態では曲線の端部で折り返すことができる。アルゴリズムにおいて、曲線の範囲 453 などの種々の範囲を部分 451 又は 455 と取り違えずに配置するよう注意すべきである。問題を単純化する 1 つの任意選択的な方法は、折り返しが、例えば線 460 の下に位置しないように設計的に確実にすることであり、解析の目的で、線 460 を表示する制限値を超える出力位相の読み出し値を全てこの表示される値で置換することである。従って、この制限値は、試験が簡単であり、この範囲における予期しない曲線の勾配変動は、計算を確実にする際に複雑さを付加することはない。回路の周波数バージョンに対する全てのアルゴリズムは、範囲 403 の曲線の負の勾配又は範囲 426 の曲線の正の勾配に依存し、この情報が曲線 450 に対して一般には利用可能でないので、通常は位相出力バージョンに適用するために修正されなければならない。別の観点から見ると、曲線 400 の部分 403 及び 426 の複雑な形状は、特に望ましい直線部分を確定するための解析を複雑にするので、曲線 450 の対応する部分が比較的平坦な応答を有することは、幾つかの実施形態において有利である。

10

20

【0106】

図 4 及び図 9 の抵抗 128 / 328 の両端間の電圧は、センサに対するバイアス電流を決定する。実施例で示されたように、所望の磁界の測定精度を得るために正確なバイアス設定が要求され、また、数ミリアンペアのバイアス電流も要求された。幾つかの従来技術の回路では、アナログスイッチ又は他の電子スイッチ素子に対して、スイッチの抵抗がバイアス電流を決定する抵抗の一部となるような方法でバイアス生成抵抗が接続されている。好ましい実施形態においては、バイアス電流の相当な部分を搬送する任意の電子スイッチの抵抗と実質的にバイアス電流が無関係であり、従って、このような素子との適合性に無関係であるように構成される。好ましい実施形態では、実施例としての回路の各々に対して、各抵抗 128 及び 328 を通る電流に実質的に等しいバイアス電流を与える。各々において、抵抗 128 / 328 は高ゲイン増幅器の検出ノード間に接続され、該増幅器は、抵抗間の電圧降下を定めるバイアス電流を制御する。各回路において、所与の測定値に対し、バイアス電流はアナログスイッチ 132、136、又は 140 のうちの 1 つだけを通じて流れ、電流搬送スイッチは、抵抗 128 / 328 の両端間の電圧を決定する経路中にはない。また、電流搬送スイッチは、実質的に電流を調達しており、又は別の観点で高信号源インピーダンスであるため、スイッチ抵抗の通常範囲では回路の共振部材の共振応答に対する影響が最小限である経路中にある。更に、高温時には、典型的な低コストのアナログスイッチの抵抗は 100 を超えるので、経路内の 1 つのスイッチに対してさえも、演算増幅器の公称 ± 1.5 ボルトの動作範囲の相当の部分が、单一のアナログスイッチの両端の電圧降下への供給に使用される。アクティブなバイアス電流搬送経路においてアナログスイッチを 1 つだけ有することは有利である。各検出コイルの一方側が共に接続されるので、N 個のコイルに対して、N + 1 個のコンダクタが必要とされ、コイルから離れた位置に配置することができる回路内にグループ化された検出コイルが形成される。

30

40

【0107】

本明細書に開示されるように、本発明のコンパス回路用のプロセッサは、磁力計からの読み出し値を受け取り、進行方向指示装置に中継される車両の進行方向を計算するマイクロコントローラを含む。コンパスプロセッサが、限定ではないが、マイクロプロセッサ、プログラマブル論理アレイ、又は種々のディスクリート論理構成要素を含む任意の形態の論理回路から構成できることは、当業者には明らかであろう。更に、処理回路は、2 つ以上のプロセッサ又はマイクロコントローラを含むことができる。例えば、図

50

面に示されたマイクロコントローラは、磁力計を制御し、一方では磁力計からセンサの倍率調整された読み出し値を第2のプロセッサに供給して、ここで続いて車両の進行方向を計算するように利用することができる。

【0108】

構成に關係なく、車両自体及び車両外部の物体が引き起こす磁界の妨害に対応するためには、コンパスプロセッサは、自動的に連続して自己較正可能であるのが好ましい。特定の自動較正アルゴリズムを本発明の磁力計と共に使用することは重要ではない。実質的には、どのような自動較正ルーチンを使用してもよい。適切な自動較正アルゴリズムの実施例は、米国特許第4,807,462号、第4,953,305号、第5,737,226号、第5,761,094号、第5,878,370号、第6,047,237号、及び第6,192,315号で開示されている。10

【0109】

本発明により構成された磁力計は、低成本で構成することができると共に、1ミリガウスの解像度で±3から5ガウスのダイナミックレンジを得ることができ、これは車両用で現在市販されている電子コンパスに使用されている磁力計よりも優れている。このような従来の磁力計の範囲は、約±3から3.5であり、解像度は3.5から5ミリガウスである。

【0110】

上述の説明は、好適な実施形態についてのみ考慮されている。当業者並びに本発明を実施し使用する者であれば本発明の変更を行うことができるであろう。従って、図面及び上述の説明で示された実施形態は単に例示の目的であり、本発明の範囲を制限することを意図するものではないことは理解されるべきであり、本発明の範囲は、均等論を含む特許法の原理に従って解釈される添付の請求項によって定められるものと理解されるべきである。20

【図面の簡単な説明】

【0111】

【図1】外部磁界を加えていない状態の従来技術の磁力計による波形のグラフである。

【図2】外部磁界を加えた状態の従来技術の磁力計による波形のグラフである。

【図3】本発明の第1の実施形態によって構成された磁力計の電気回路ブロック図である。30

【図4】第1の実施形態の磁力計の1つの実施例を示す電気回路の略ブロック図である。

【図5】本発明に使用することができるセンサの周波数対電流のグラフである。

【図6】本発明と共に使用することができる2つの異なるセンサの周波数対電流のグラフである。30

【図7】図4に示された回路の種々の部分によって生成される種々の波形を示す。

【図8】本発明の第2の実施形態によって構成された磁力計を示す電気回路ブロック図である。

【図9】第2の実施形態の磁力計の1つの実施例を示す電気回路の略ブロック図である。

【図10】本発明によって構成された磁力計におけるバイアスPWM値を関数とするA/Dカウントのグラフである。40

【図11】本発明の電子コンパスを組み込んだ車両のパックミラー組立体の斜視図である。

【符号の説明】

【0112】

- 2 コンパス制御論理
- 3 磁気センサバイアス制御装置
- 4 センサ回路位相角度変換
- 6 バイアス回路
- 7 入力周波数源
- 8 任意選択的な検出素子選択装置

9 駆動回路

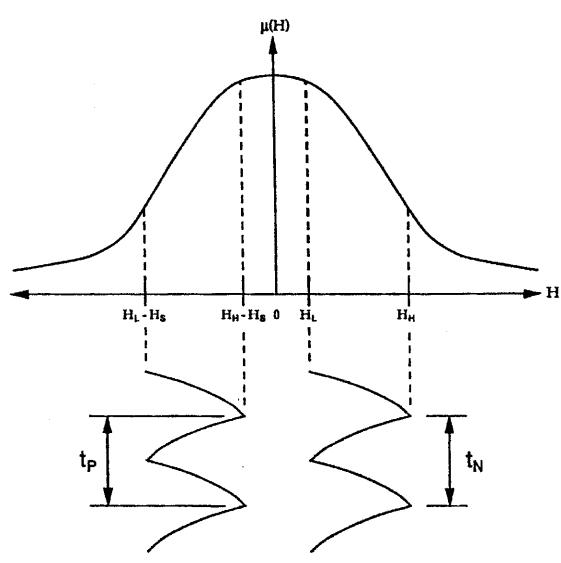
10 磁界センサ

11 位相検出器

12 位相比較器

15 進行方向指示装置

【図1】

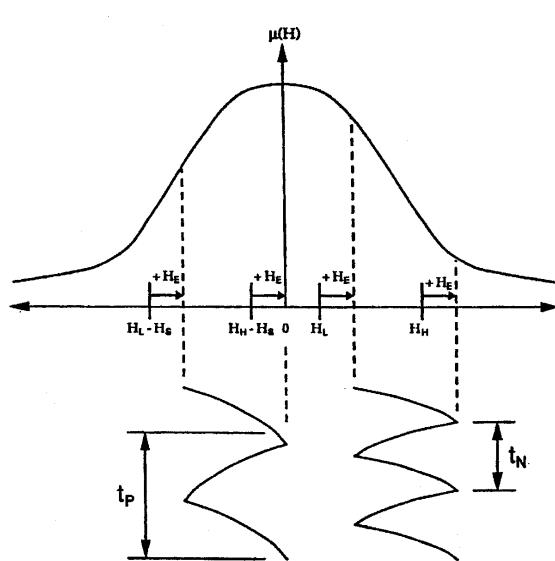


従来技術

FIG. 1

従来技術

【図2】



従来技術

FIG. 2

従来技術

【図3】

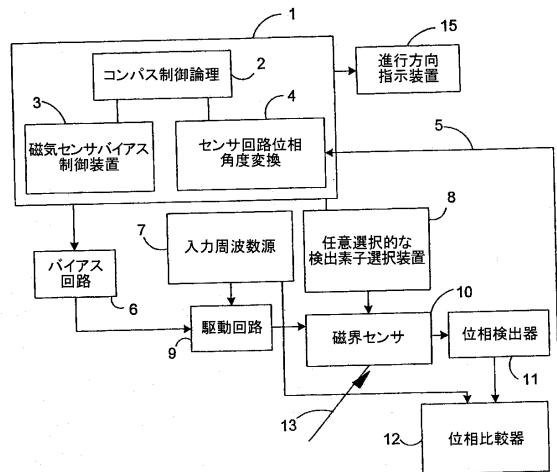
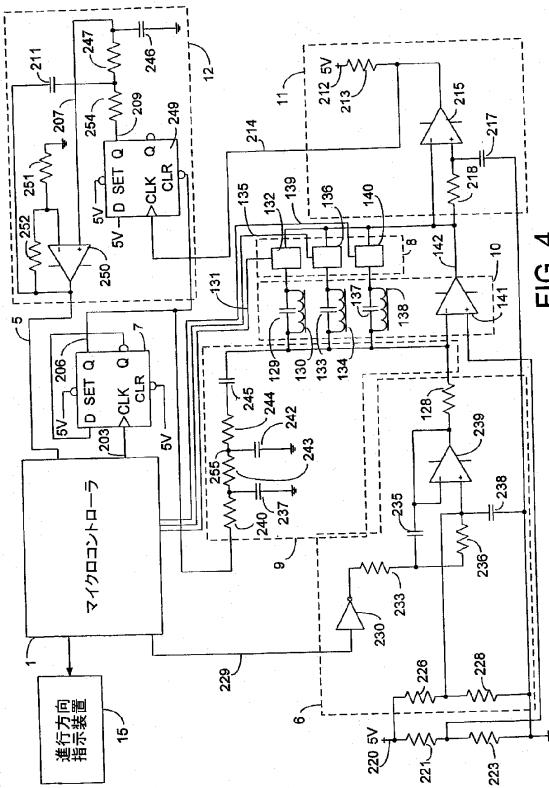


FIG. 3

【図4】



【図7】

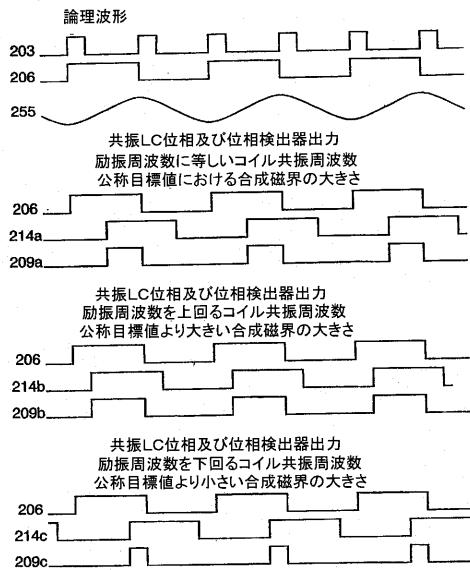


FIG. 7

【図8】

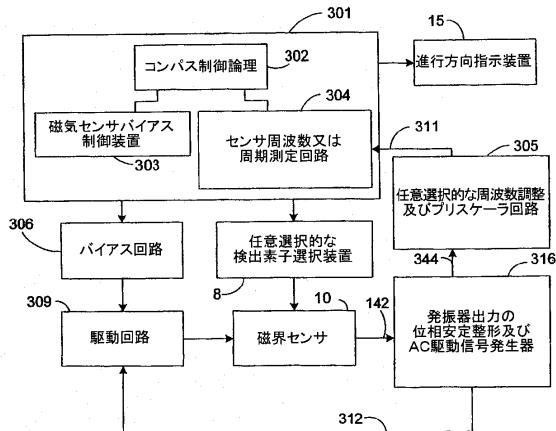


FIG. 8

【図9】

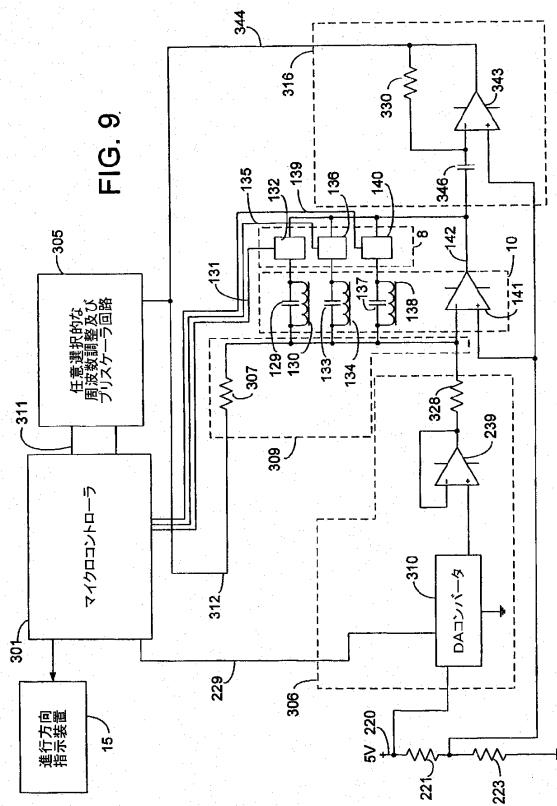


FIG. 9

【図10】

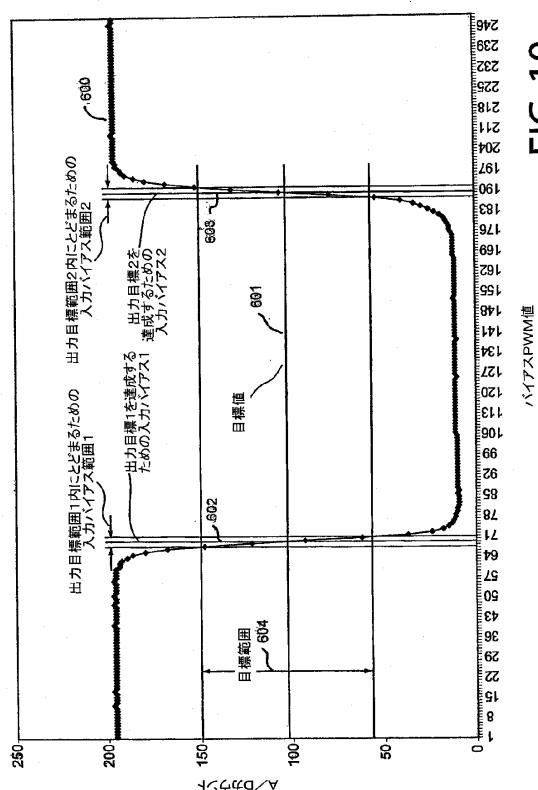


FIG. 10

【図 11】

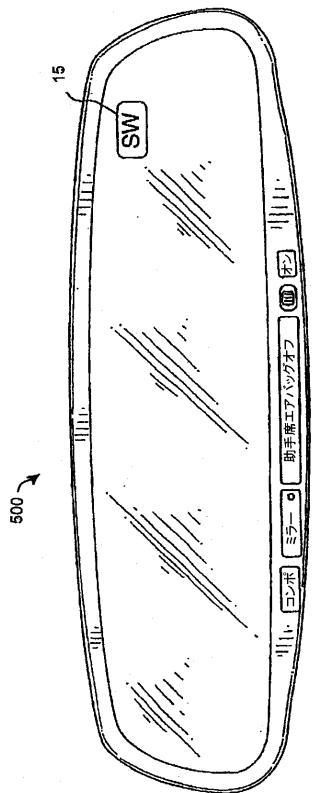


FIG. 11

フロントページの続き

(72)発明者 フレンド ティモシー アール
アメリカ合衆国 ミシガン州 49418 グランドヴィル サウス ウエスト ポート シエル
トン ロード 100

(72)発明者 ベクテル ジヨン エイチ
アメリカ合衆国 ミシガン州 49423 ホーランド サンライズ ドライヴ 136

審査官 堀 圭史

(56)参考文献 特表平02-504072(JP,A)
特開2000-292511(JP,A)
特開2001-083223(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G01R 33/02-10

G01C 17/32